

Sistema fotovoltaico aislado: Inversor monofásico



**Grado en Ingeniería
en Tecnologías Industriales**

Trabajo Fin de Grado

AUTOR: Aitor Barrenetxea Pascual

TUTOR: Luis Marroyo Palomo

Pamplona, 25 de junio de 2014

ABSTRACT

This paper describes the design of a 300W single-phase inverter which is part of a stand – alone photovoltaic system. A theoretical study about the different parts and typologies of the inverter is developed. The pertinent calculations in order to model the different parts of the system will be done. Furthermore, the basic protection and control systems for the correct operation of the inverter will be implemented. Then, the accurate simulations will be done to ensure the correct operation. At the end, the Pulse Wave Modulation will be built, including the signal generators, the control loop and the dead time.

LABURPENA

Sistema fotoboltaiko batean parte hartuko duen 300W-ko inbertsore baten diseinua deskribatzen da Gradu Amaierako Lan honetan. Inbertsorearen funtzionamendu teorikoren ikasketa garatuko da, honen tipologia desberdinak aurkeztuz. Inbertsorearen atal desberdinak garatzeko beharrezko kalkuluak egingo dira. Oinarritzko segurtasun eta kontrol sistemak diseinatuko dira, funtzionamendu zuzena izateko helburuarekin. Hurrengo atalean, sistema funtzionamendu orokor zuzena duela baieztatzeko dagozkion simulazioak garatuko dira. Azkenik, seinale sorgailua, berandutze denbora eta kontrol sistema edukiko dituen PWM modulazioa eraikiko da.

RESUMEN

Este trabajo fin de grado describe el diseño de un inversor monofásico de 300W de potencia que forma parte de un sistema fotovoltaico aislado. Se realiza un estudio teórico del funcionamiento del inversor y de las distintas tipologías existentes. Se realizarán los cálculos necesarios para desarrollar los distintos componentes del inversor. Se implementarán los sistemas de control y protección básicos para tener un buen funcionamiento del sistema. A continuación se realizarán las simulaciones necesarias para comprobar el correcto funcionamiento del sistema. Por último, se construirá la parte correspondiente a la modulación PWM, incluyendo la generación de señales e implementando los tiempos muertos de señales y el control de la tensión de salida.

ÍNDICE GENERAL

1. OBJETIVO.....	9
2. INTRODUCCIÓN	11
2.1. Energías renovables en el contexto energético actual.....	11
2.2. Energía solar	11
2.3. Energía solar fotovoltaica	11
2.3.1. Sistemas fotovoltaicos	11
2.3.1.1. Sistemas fotovoltaicos conectados a red	12
2.3.1.2. Sistemas fotovoltaicos aislados	12
2.3.2. Elementos de un sistema fotovoltaico	13
2.3.2.1. Generador.....	13
2.3.2.2. Regulador de carga	13
2.3.2.3. Baterías.....	13
2.3.2.4. Inversor	13
3. CONVERTIDOR DC/AC: INVERSOR	15
3.1. Contexto	15
3.2. Configuración de las etapas	15
3.2.1. Inversor tipo elevador-reductor.....	15
3.2.2. Inversor tipo reductor-elevador.....	16
3.3. Tipologías inversor.....	16
3.3.1. Asimétrico	17
3.3.2. Push-pull.....	17
3.3.3. Medio puente	18
3.3.4. Puente completo o puente en H.....	18
3.4. Semiconductores	20
3.4.1. IGBT	20
3.4.2. MOSFET	21
3.4.3. Otros semiconductores válidos	21
3.5. Modulación de ancho de impulso o PWM.....	22
3.5.1. PWM Bipolar	23
3.5.2. PWM Unipolar.....	24
3.5.3. Comparativa entre modulación unipolar y bipolar	26
3.6. Salida del inversor	26
3.6.1. Tensión de salida	26
3.6.2. Corriente de salida.....	27
3.7. Filtro	27
4. DISEÑO DEL INVERSOR	29
4.1. Contexto	29
4.2. Solución escogida.....	29
4.3. Elección de los componentes.....	30
4.3.1. Transformador.....	30
4.3.2. Módulo de semiconductores.....	31
4.4. Cálculo de los elementos del circuito	33
4.4.1. Condensador del bus de continua	33

4.4.2.	Inductancia de salida.....	34
4.4.3.	Filtro LC.....	37
4.4.4.	Condensadores de desacoplo	38
4.5.	Pérdidas en los semiconductores.....	38
4.5.1.	Análisis de las pérdidas.....	38
4.5.1.1.	Pérdidas en el MOSFET	39
4.5.1.2.	Pérdidas en el diodo	41
4.5.2.	Cálculo de las pérdidas.....	42
4.5.3.	Disipador de calor.....	44
4.6.	Generación de las señales de referencia	47
4.6.1.	Generación de la onda cuadrada	47
4.6.2.	Generación de la triangular o portadora	49
4.6.3.	Generación de las tensiones de control o modulantes.....	50
4.7.	Implementación práctica de la modulación PWM	52
4.8.	El tiempo muerto.....	53
4.8.1.	Explicación del tiempo muerto.....	53
4.8.2.	Implementación del tiempo muerto	54
4.9.	Los drivers.....	58
5.	Control y protecciones del sistema	61
5.1.	Control de la amplitud de la modulante.....	61
5.2.	Protección frente a sobretensiones a la entrada del MOSFET	65
5.3.	Protección frente a sobrecorrientes en el sistema.....	66
6.	SIMULACIONES DEL SISTEMA.....	73
6.1.	Variación de la tensión de la batería	73
6.2.	Variación en la carga	74
7.	CONSTRUCCIÓN DEL INVERSOR.....	77
8.	CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	79
9.	REFERENCIAS	81
	ANEXO 1: ESQUEMA COMPLETO DEL SISTEMA.....	83
	ANEXO 2: ESTIMACIÓN DE LOS COSTES DEL SISTEMA.....	85
	ANEXO 3: CÓDIGO DE “MATLAB” PARA EL CÁLCULO DE LAS PÉRDIDAS	87

Palabras clave:

Inversor, sistema aislado, modulación PWM, generación de señales, tiempo muerto.

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 3.1: Esquema de un sistema fotovoltaico aislado.....	15
Figura 3.2: Esquema inversor tipo elevador-reductor	16
Figura 3.3: Esquema inversor tipo reductor- elevador	16
Figura 3.4: Esquema inversor tipo asimétrico.....	17
Figura 3.5: Esquema inversor tipo push-pull.....	17
Figura 3.6: Esquema inversor de medio puente	18
Figura 3.7: Esquema inversor puente completo	19
Figura 3.8: Funcionamiento del puente completo [8]	19
Figura 3.9: Zonas de funcionamiento del interruptor de tres segmentos.....	20
Figura 3.10: Icono de un IGBT con un diodo en antiparalelo.....	20
Figura 3.11: Icono de un MOSFET con un diodo en antiparalelo.....	21
Figura 3.12: Funcionamiento de la modulación PWM [10]	22
Figura 3.13: Funcionamiento de la modulación PWM, con y sin filtrado [10].....	23
Figura 3.14: Esquema inversor puente completo	23
Figura 3.15: Simulación del PWM bipolar	24
Figura 3.16: Espectro de frecuencias del PWM bipolar	24
Figura 3.17: Simulación del PWM unipolar	25
Figura 3.18: Espectro de frecuencias del PWM unipolar	26
Figura 3.19: Zonas de funcionamiento de la modulación [10].....	27
Figura 3.23: Esquema del filtro LC.....	28
Figura 4.1: Esquema del inversor	30
Figura 4.3: Planos del puente completo de semiconductores.....	32
Figura 4.4: Esquema del puente que se utilizará y sus conexiones	32
Figura 4.6: Formas de onda de las tensiones del puente y de la corriente de salida	34
Figura 4.7: Formas de onda de la tensión y la corriente de salida del puente completo	36
Figura 4.8: Rizado de la corriente de salida	37
Figura 4.9: Pérdidas del MOSFET	39
Figura 4.10: Icono del MOSFET con la dirección de corriente	39
Figura 4.11: Circuito equivalente y formas de onda en el encendido y el apagado [16].....	40
Figura 4.12: Pérdidas del diodo.....	41
Figura 4.13: Símbolo, característica estática y circuito equivalente del diodo	41
Figura 4.14: Corriente a su paso por interruptor de tres segmentos	42
Figura 4.15: Corriente conmutada vía MatLab	43
Figura 4.16: Separación de la corriente del MOSFET (verde) y del diodo (azul).....	43
Figura 4.17: Símil eléctrico de la disipación de calor [18]	45
Figura 4.18: Perfil del disipador de calor.....	46
Figura 4.19: Curva resistencia térmica-longitud del disipador de calor	46
Figura 4.20: Esquema de conexión del 555 en funcionamiento Astable	47
Figura 4.21: Circuito de integración de la onda cuadrada	49
Figura 4.22: Simulación de la forma de onda de entrada y salida del integrador	50
Figura 4.23: Circuito para la generación del seno a partir de la cuadrada	50
Figura 4.24: Simulación de la forma de onda de entrada y de salida	51
Figura 4.25: Circuito para adaptar la amplitud del seno.....	51





Figura 4.26: Simulación del seno de referencia	52
Figura 4.27: Circuito negación de señal	53
Figura 4.29: Explicación gráfica del tiempo muerto.....	54
Figura 4.30: Esquema de conexión del 555 en funcionamiento monostable	55
Figura 4.31: Esquema del circuito de implementación del tiempo muerto	56
Figura 4.32: Formas de onda en la implementación del tiempo muerto	56
Figura 4.33: Bloque “Monostable Multivibrator”	57
Figura 4.34: Esquema del circuito de implementación del tiempo muerto en PSIM	57
Figura 4.35: Simulación del tiempo de retraso	57
Figura 4.36: Esquema de conexión del driver	58
Figura 4.37: Conexión de entrada del driver.....	59
Figura 5.1: Variación de la amplitud del seno en función de la tensión de la batería	62
Figura 5.2: Esquema del circuito de medición de tensión	63
Figura 5.3: Esquema del circuito restador	63
Figura 5.4 Esquema del segundo circuito restador	64
Figura 5.5: Circuito de control.....	65
Figura 5.6: Icono de un diodo Zener	65
Figura 5.6: Diodos Zener a la salida del driver	66
Figura 5.7: Esquema del funcionamiento de un sensor LEM de efecto Hall.....	66
Figura 5.8: Ejemplo de sensores de corriente basados en efecto “Hall” reales	67
Figura 5.9: Acondicionamiento de la señal	68
Figura 5.10: Límites de la corriente alterna	68
Figura 5.11: Esquema del circuito de histéresis para el desborde del límite inferior.....	69
Figura 5.11: Ciclo de histéresis	70
Figura 5.12: Esquema completo de la protección contra sobrecorriente	71
Figura 5.13: Simulación de la protección contra sobrecorrientes	71
Figura 6.1: Variación de la tensión de batería y tensión de salida del inversor.....	73
Figura 6.2: Escalón descendente en la tensión de batería y variación tensión de salida	73
Figura 6.3: Escalón ascendente en la tensión de batería y variación tensión de salida	74
Figura 6.4: Tensión y corriente de salida con un consumo de potencia inferior al nominal.....	74
Figura 6.5: Tensión y corriente de salida con un consumo de potencia superior al nominal.....	75
Figura 6.6: Tensión y corriente con un escalón en la carga, sin superar la potencia nominal....	75
Figura 6.7: Tensión y corriente con un escalón en la carga, superando la potencia nominal	76
Figura 6.8: Tensión y corriente de salida con una carga RL	76
Figura 7.1: Placa principal del montaje	77
Figura 7.2: Placa correspondiente el montaje del control.....	78
Figura 7.3: Montaje completo.....	78
Figura A1: Circuito completo del inversor monofásico diseñado	83
Figura A2: Tabla de presupuestos	85

1. OBJETIVO

El objetivo del presente trabajo fin de grado es el análisis y diseño de un inversor monofásico 300 W de potencia.

El inversor forma parte de un sistema fotovoltaico aislado, compuesto por unos paneles fotovoltaicos, un cargador de baterías y por el inversor monofásico a diseñar en el presente trabajo.

Se plantean los siguientes pasos a seguir, de forma orientativa, para lograr el resultado deseado:

-  Estudio teórico del funcionamiento del inversor monofásico.
-  Diseño del hardware de las diferentes partes que lo componen:
 - Circuito de potencia.
 - Drivers.
 - Generación de las señales de referencia.
 - Control.
 - Modulador PWM.
 - ...
-  Simulación del sistema en PSIM.
-  Construcción de la modulación PWM, control de tensión y generación de señales.

2. INTRODUCCIÓN

La energía es una necesidad presente en todas las sociedades, independientemente del nivel de desarrollo que tengan. Concretamente, la energía eléctrica es la utilizada principalmente para satisfacer las metas de la humanidad.

2.1. Energías renovables en el contexto energético actual

Las energías renovables son definidas por la RAE como fuentes de energía cuyas fuentes se presentan en la naturaleza de modo continuo y prácticamente inagotable, como son, por ejemplo, la energía hidroeléctrica, la energía solar y la eólica [1].

Como consecuencia de los avances tecnológicos de los últimos años, hoy en día las energías renovables están presentes en aproximadamente un 12% de la energía primaria y el 30% de la energía eléctrica del estado Español [2]. Además, a nivel Europeo se ha desarrollado un plan de Energías Renovables, que fija como objetivo general conseguir una cuota mínima del 20% de energía procedente de fuentes renovables en el consumo final bruto de energía de la Unión Europea (UE) [3].

2.2. Energía solar

La energía solar es una fuente de energía renovable que se obtiene del sol y con la que se pueden generar calor y electricidad. Esta energía solar está constituida por la porción de luz que emite el sol y que es interceptada por la tierra. Existen varias maneras de recoger y aprovechar los rayos del sol para generar energía, que dan lugar a los distintos tipos de energía solar: fotovoltaica, fototérmica y termoeléctrica [4].

2.3. Energía solar fotovoltaica

La energía fotovoltaica es la transformación directa de la radiación solar en electricidad. Esta transformación se produce mediante unos dispositivos denominados paneles fotovoltaicos. En los paneles fotovoltaicos, la radiación solar excita los electrones de un dispositivo semiconductor generando una pequeña diferencia de potencial. La conexión en serie de estos dispositivos permite obtener diferencias de potencial mayores [2].

2.3.1. Sistemas fotovoltaicos

La energía solar fotovoltaica se puede utilizar para autoconsumo con electrodomésticos de bajo consumo energético, o bien para producción de energía eléctrica cuando se tengan centrales de gran tamaño. En cualquier caso es necesario disponer de un sistema formado por

dispositivos especializados en la transformación de la energía solar en energía eléctrica. Dicho sistema recibe el nombre de sistema fotovoltaico.

Así, y teniendo en cuenta lo dicho, los sistemas fotovoltaicos se podrán agrupar en los siguientes grupos:

- Sistemas fotovoltaicos conectados a red
- Sistemas fotovoltaicos de conexión aislada

2.3.1.1. Sistemas fotovoltaicos conectados a red

En los sistemas fotovoltaicos de conexión a red se inyecta la energía producida durante las horas de sol a la red eléctrica, realizando el consumo conectando las cargas a la red. El objetivo de estos sistemas será extraer la máxima energía solar posible e inyectarla a la red asegurando un suministro seguro y de calidad [5].

Las instalaciones deberán disponer de todos los elementos de protección necesarios y encontrarse en condiciones adecuadas para garantizar la seguridad tanto de funcionamiento como de los trabajadores que se encuentren operando en el sistema. De igual manera se incluirá dentro de nuestro sistema fotovoltaico un conjunto de medición, para contabilizar la energía producida por el sistema fotovoltaico durante su periodo de funcionamiento [4].

La responsabilidad de estos sistemas es menor que en los sistemas aislados, ya que en caso de avería o pérdida del recurso solar, las cargas pueden seguir alimentándose con energía producida en otras centrales, por lo que se tiene un sistema más fiable.

2.3.1.2. Sistemas fotovoltaicos aislados

Los sistemas aislados o autónomos son sistemas que no vierten la energía eléctrica a la red. Estos sistemas se suelen implementar para llevar la electricidad a zonas que no disponen de suministro eléctrico [5].

Para cubrir la demanda durante las horas sin radiación solar será necesario introducir un sistema de almacenamiento, siendo esta la principal diferencia en comparación con sistemas conectados a red.

La responsabilidad de estos sistemas puede considerarse mayor que la de los sistemas de conexión a red, ya que se pierde el suministro de energía en caso de pérdida de conexión. Para garantizar un suministro de energía en las horas sin recurso solar, será importante realizar un buen cálculo del sistema de almacenamiento, estimando la generación y la producción a lo largo del año. Si esto no se realiza correctamente, es probable que las baterías se descarguen y se pierda el suministro. En cualquier caso, se puede disponer de un grupo electrógeno de apoyo para tener un sistema más robusto y fiable.

2.3.2. Elementos de un sistema fotovoltaico

Los elementos que se pueden encontrar en un sistema fotovoltaico dependen del tipo de aplicación. Para los sistemas conectados a red, los elementos necesarios para garantizar un buen funcionamiento son los siguientes: generador fotovoltaico, seguidor del punto de máxima potencia e inversor. En los sistemas fotovoltaicos autónomos, además, habrá que sumar un controlador o regulador de carga y un sistema de almacenamiento o baterías, ya que es necesario acumular la energía para el consumo nocturno. En los sistemas conectados a red, solamente hay que adecuar la energía fotovoltaica para inyectarla a la red [6].

2.3.2.1. Generador

El generador fotovoltaico es el elemento principal para obtener energía eléctrica de la radiación solar. Está formado por la agrupación de placas fotovoltaicas conectadas entre sí, que a su vez, están formadas por células fotovoltaicas que poseen la capacidad de transformar la energía solar en energía eléctrica en forma de corriente continua.

2.3.2.2. Regulador de carga

El regulador de carga o controlador es el elemento que controla los flujos de potencia del sistema, y el encargado de controlar el funcionamiento de las baterías. Además adecuará la tensión con un convertidor DC/DC, y suelen controlar el punto de funcionamiento del generador fotovoltaico para trabajar en el punto de máxima potencia.

2.3.2.3. Baterías

Los acumuladores eléctricos o baterías, tienen la función de acumular energía eléctrica para su posterior consumo en las horas que no se disponga de recurso solar o no sea suficiente para cubrir la demanda de las cargas.

2.3.2.4. Inversor

El inversor es el elemento encargado de convertir la corriente continua extraída del generador fotovoltaico en corriente alterna para que se inyecte a la red o sea consumida por las cargas.

En función de las fases se tienen dos tipos de inversores; por un lado se tienen los inversores monofásicos, de los cuales se obtiene una fase por cada inversor; por otro lado, se tienen los inversores trifásicos, que de una tensión de continua y con un único inversor se obtienen tres fases de igual amplitud y desfasadas 120° entre sí. En un principio, la lógica llama a utilizar el inversor monofásico en sistemas aislados, puesto que lo habitual en un sistema aislado es tener cargas monofásicas.

3. CONVERTIDOR DC/AC: INVERSOR

3.1. Contexto

El presente trabajo se entiende como parte de un sistema fotovoltaico aislado de baja potencia. Es importante situar correctamente el inversor en el sistema como el último elemento antes de la conexión a las cargas del sistema aislado. Por lo tanto, el inversor verá una tensión de entrada que, aunque pudiera oscilar dentro de un pequeño margen dependiendo de la batería, se considerará continua y constante.

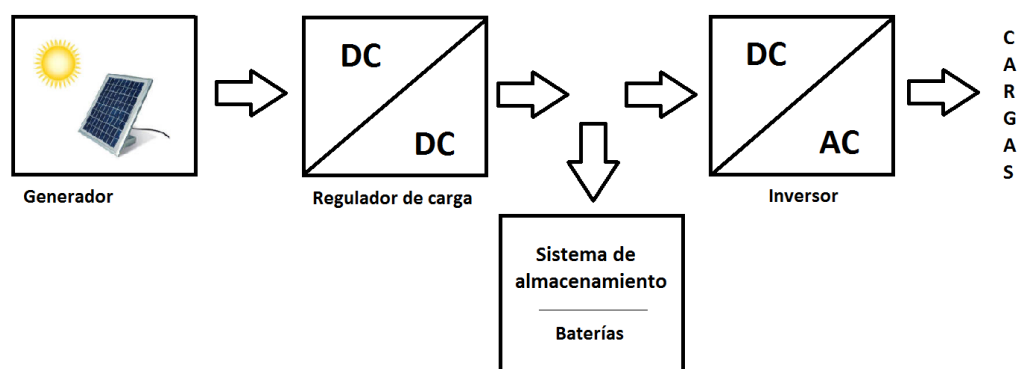


Figura 3.1: Esquema de un sistema fotovoltaico aislado

3.2. Configuración de las etapas

El inversor se caracteriza por ser reductor, es decir, la tensión de salida será menor que la tensión de entrada. Es por eso que es necesario introducir una etapa de elevación, antes o después de la etapa de inversión. Siguiendo estas condiciones se diferenciarán dos tipologías principales: inversor elevador-reductor e inversor reductor-elevador.

3.2.1. Inversor tipo elevador-reductor

Esta tipología de inversor está compuesta de un elevador DC/DC, conectado al bus de continua, y un inversor reductor. A la salida del inversor se puede instalar un transformador de relación de transformación unitaria para obtener aislamiento galvánico, aunque su obligatoriedad dependerá de la normativa del país en el que se esté trabajando.

Es habitual encontrar esta estructura de conversión en las plantas fotovoltaicas de gran potencia, en las que la tensión a la que se extrae la energía eléctrica de los paneles fotovoltaicos es considerablemente elevada.

El esquema de este sistema es el mostrado en la figura 3.2.

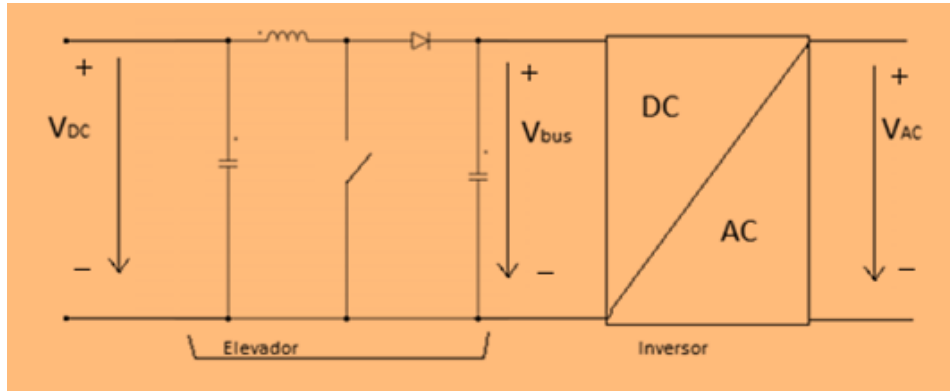


Figura 3.2: Esquema inversor tipo elevador-reductor

3.2.2. Inversor tipo reductor-elevador

Por otro lado, se puede realizar primero la etapa de inversión y posteriormente la elevación. En este caso, como la elevación se realiza en corriente alterna bastará con instalar un transformador, teniendo además aislamiento galvánico.

Algunos inconvenientes que presenta el uso del transformador es el aumento de tamaño, peso y coste del sistema. A pesar de todo, el principal problema que se plantea con este esquema de conversión es que las corrientes por los semiconductores y las bobinas del inversor están multiplicadas por la relación de transformación del transformador, pudiendo llegar a valores muy elevados de dichas corrientes. Por eso este esquema se utiliza normalmente cuando se tienen potencias relativamente pequeñas (<3500W) [5].

El esquema del sistema en este caso se representa en la figura 3.3.

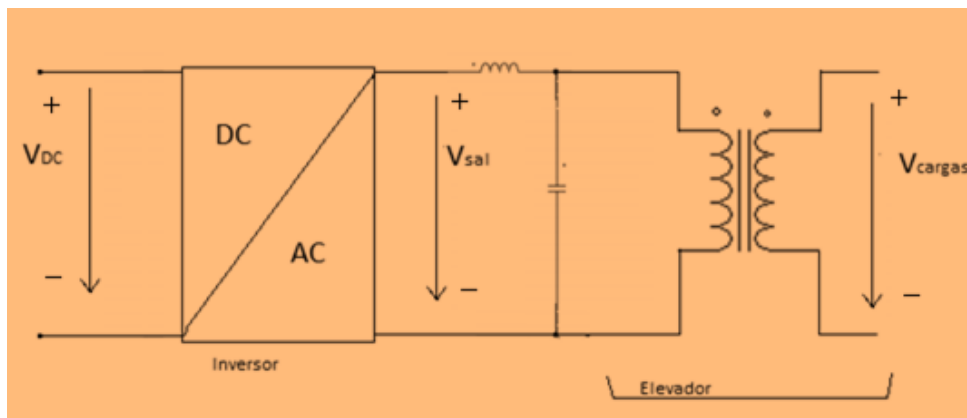


Figura 3.3: Esquema inversor tipo reductor- elevador

3.3. Tipologías inversor

A pesar de existir gran número de tipologías para construir o diseñar un inversor, las más habituales son las descritas a continuación:

3.3.1. Asimétrico

El inversor asimétrico es la tipología de inversión sencilla que se conoce, ya que únicamente requieren dos interruptores. La tensión de salida con esta tipología tiene siempre la misma polaridad, por lo que existen diferencias de opinión sobre si debe considerarse el inversor asimétrico como una tipología de inversor. Este caso no resulta una aplicación útil cuando se desea invertir corriente para su consumo en cargas de alterna o inyección a red [7].

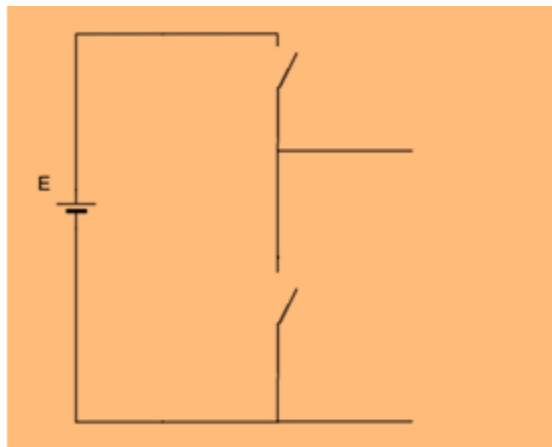


Figura 3.4: Esquema inversor tipo asimétrico

3.3.2. Push-pull

El inversor push-pull presenta la ventaja de poder ajustar la tensión de salida en función del número de espiras del transformador, por lo que acoplaría la etapa de inversión y elevación. Su principal inconveniente es que los interruptores que se vayan a utilizar tienen que soportar el doble de la tensión de entrada, ya que además de la tensión de entrada deberán soportar la tensión reflejada en el primario del transformador. Esto se traduce a mayores costes económicos en los interruptores, además de los costes que ya suponen los bobinados. Estos costes hacen que esta tipología de inversor se utilice con tensiones de entrada reducidas donde sea necesario introducir un transformador elevador [7].

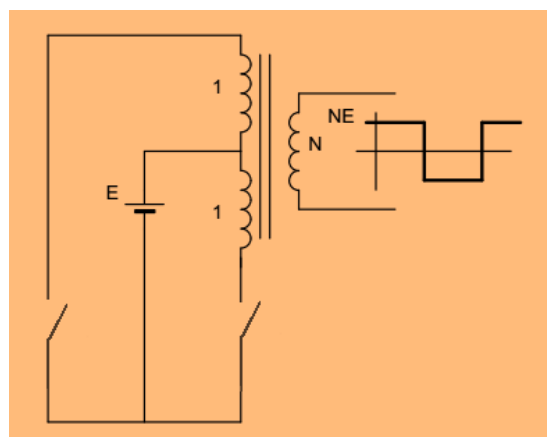


Figura 3.5: Esquema inversor tipo push-pull

Aunque a primera vista parezca una opción interesante para inversores en baja potencia, esta tipología de inversor no tolera asimetría en las señales de control, ya que se saturaría el núcleo del transformador. Como los ciclos de trabajo deben variar para poder generar una tensión senoidal, esta opción no resulta válida para la presente aplicación.

3.3.3. Medio puente

La principal característica del inversor en medio puente es que con esta tipología se crea un punto a una tensión flotante a mitad de la tensión de entrada empleando dos condensadores en serie [7]. De esta manera, la forma de onda modulada a la salida del medio puente tendrá la mitad de la tensión de entrada del mismo. El inconveniente que presenta esta característica es que al tener una tensión más reducida, para la misma potencia, se tienen valores de corriente más grandes, aumentando con ello las pérdidas del sistema.

Su funcionamiento es parecido al del inversor asimétrico, pero varía en que al tener los condensadores, se consigue evitar una descompensación en la tensión suministrando la energía necesaria para ello. Es por eso que los condensadores deben estar adecuadamente escogidos [7].

La tipología de inversor de medio puente es adecuada por sus características para sistemas con una entrada de tensión en continua elevada y una potencia en la carga media.

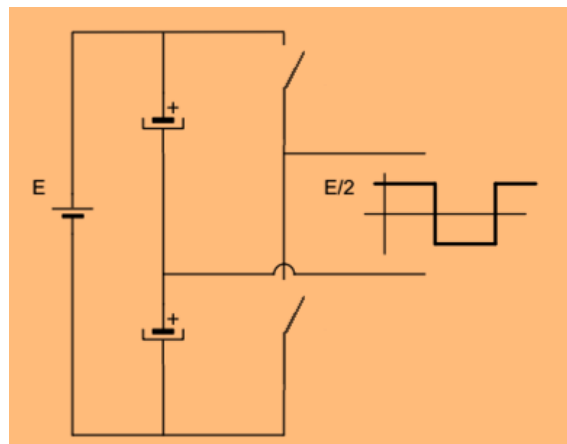


Figura 3.6: Esquema inversor de medio puente

3.3.4. Puente completo o puente en H

La tipología de puente completo se caracteriza por tener cuatro interruptores en dos ramas de conmutación. La tensión máxima que se puede obtener a la salida es igual a la tensión que se esté viendo a la entrada del puente, por lo que la potencia a la que se puede trabajar se multiplica por cuatro. En este interruptor los semiconductores solo soportan la tensión de entrada. Por otro lado, como inconveniente, se tiene que al trabajar con más semiconductores aumentan las pérdidas producidas por la conducción de estos, teniendo a fin de cuentas un rendimiento inferior a otros esquemas de inversión [7].

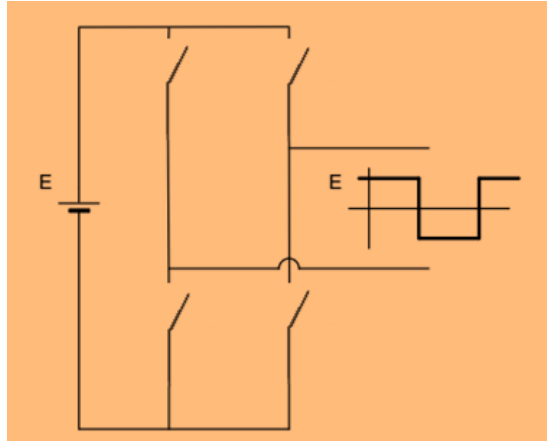


Figura 3.7: Esquema inversor puente completo

El esquema de puente en H o puente completo es el más utilizado y será el elegido para explicar la modulación del sistema.

Conmutación del puente completo o puente en H

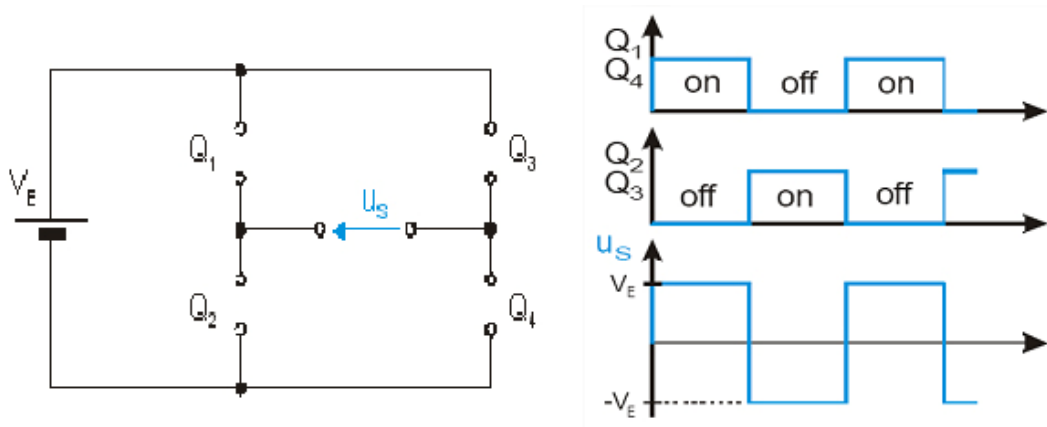


Figura 3.8: Funcionamiento del puente completo [8]

Un inversor monofásico en configuración de puente en H, tal y como se muestra en la figura 3.8, está formado por cuatro interruptores conectados a una fuente de alimentación DC.

Si los interruptores Q1 y Q4 se activan simultáneamente, el voltaje de entrada aparece a través de la carga. Si Q2 y Q3 se activan al mismo tiempo, el voltaje a través de la carga se invierte, generando un voltaje en la carga con una forma de onda cuadrada tan y como se puede apreciar en la anterior imagen [8].

3.4. Semiconductores

Ante la necesidad de los convertidores electrónicos de trabajar de forma reversible, se requiere el uso de interruptores reversibles en corriente, también conocidos como interruptores de tres segmentos. El interruptor de tres segmentos es la unión en antiparalelo de un transistor y un diodo formando un único componente. De esta forma se consigue un elemento que permite el paso de corriente en ambos sentidos, aunque solo soporta tensión en una polaridad [5]:

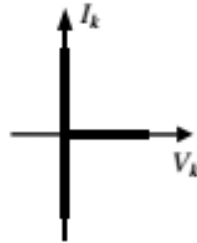


Figura 3.9: Zonas de funcionamiento del interruptor de tres segmentos

Aunque se pueden emplear distintos transistores para realizar la función del semiconductor, se valorarán dos de ellos: el IGBT y el MOSFET. Ambos interruptores se gobiernan a través de la tensión de puerta o compuerta. Cuando es positiva, el interruptor se cierra y permite el paso de corriente en ambas direcciones, ya que el diodo también puede polarizarse en directa. Cuando dicha tensión de la puerta es nula o negativa, el interruptor permanece abierto soportando la tensión en bornes del interruptor de tres segmentos, polarizando en inversa el diodo e impidiendo el paso de corriente por el interruptor [5].

3.4.1. IGBT

Los dispositivos IGBT poseen las características de las señales de puerta de los transistores de efecto campo con la capacidad de alta corriente y baja tensión de saturación del transistor bipolar, combinando una puerta aislada FET para la entrada de control y un transistor bipolar como interruptor en un solo dispositivo. El circuito de control del IGBT es como el del MOSFET, mientras que las características de conducción son como las del BJT.

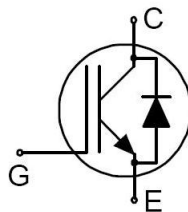


Figura 3.10: Icono de un IGBT con un diodo en antiparalelo

Se preferirá utilizar este dispositivo con los siguientes casos [9]:

- ✓ Baja frecuencia de conmutación ($<20\text{kHz}$)
- ✓ Potencias relativamente grandes ($>3\text{kW}$)
- ✓ Necesidad de grandes variaciones de tensión respecto al tiempo
- ✓ Necesidad de altas eficiencias a plena carga

3.4.2. MOSFET

Los MOSFET, por su parte, es otra de las opciones de transistor que se utiliza para amplificar o conmutar señales electrónicas. Es el transistor más utilizado en la industria microelectrónica, ya sea en circuitos analógicos o digitales, prácticamente la totalidad de los microprocesadores comerciales están basados en transistores MOSFET.

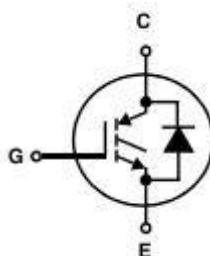


Figura 3.11: Icono de un MOSFET con un diodo en antiparalelo

Este dispositivo, por lo tanto, se utilizará principalmente cuando se tengan las siguientes condiciones [9]:

- ✓ Alta frecuencia de conmutación ($>100\text{kHz}$)
- ✓ Potencias relativamente pequeñas ($<3\text{kW}$)
- ✓ Tensiones relativamente pequeñas
- ✓ Alta eficiencia necesaria con cargas ligeras

3.4.3. Otros semiconductores válidos

Tal y como se ha dicho, existen más opciones que podrían ser válidas para el uso de un inversor. Algunos de esos semiconductores se citan a continuación:

➤ Tiristor

Se caracterizan por poder controlar el encendido, pero no el apagado.

➤ GTO

Los GTO están preparados para trabajar con grandes potencias, por lo tanto, se utilizarán en los que el IGBT no sea suficiente. Soportan grandes niveles de tensión y corriente.

► IGCT

Pueden considerarse una versión mejorada del GTO, puesto que soportan mayores niveles de corriente.

3.5. Modulación de ancho de impulso o PWM

La salida del inversor es una tensión conmutada o troceada, consiguiendo así una transformación de la tensión, ya que el resultado de salida será el valor medio de la tensión pulsante. Este valor medio es directamente proporcional a la anchura del pulso y siempre será inferior o igual a la tensión de entrada. El nombre de esta técnica se denomina “*modulación de ancho de pulso*” porque la tensión media se regula “modulando” la anchura del pulso, aunque habitualmente se conoce como “*modulación PWM*”, siglas de su traducción al inglés (Pulse Width Modulation) [5].

El análisis de cómo se obtiene esta tensión conmutada a la salida se ha hecho en el apartado 3.3.4.1 para el caso de un inversor de puente completo, que es la tipología que se utilizará en el sistema.

La conmutación PWM se lleva a cabo comparando una tensión triangular, también llamada portadora, con una tensión de control, también llamada modulante. En función de dicha comparación se encienden o apagan los interruptores electrónicos del convertidor [5].

Si se plantea una referencia de tipo senoidal, cuya frecuencia sea notablemente menor que la de la triangular, la tensión que se obtendrá, una vez filtrada la onda modulada, será también senoidal, con mayor o menor contenido en armónicos de alta frecuencia [10].

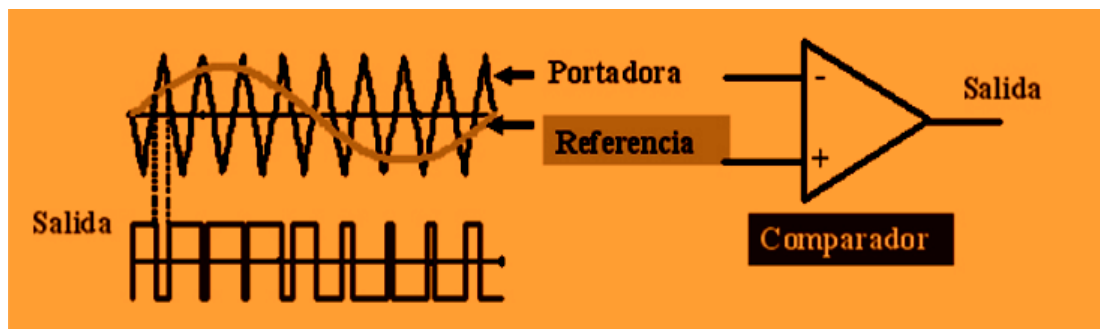


Figura 3.12: Funcionamiento de la modulación PWM [10]

Si esta tensión modulada se filtrase, se obtendría un valor medio proporcional a la referencia, puesto que el ancho de pulso es proporcional a la misma, y para la forma de onda cuadrada y de amplitud constante el valor medio depende sólo del ciclo de trabajo.

El efecto del filtrado sobre una tensión modulada se puede analizar con facilidad en la figura 3.3.

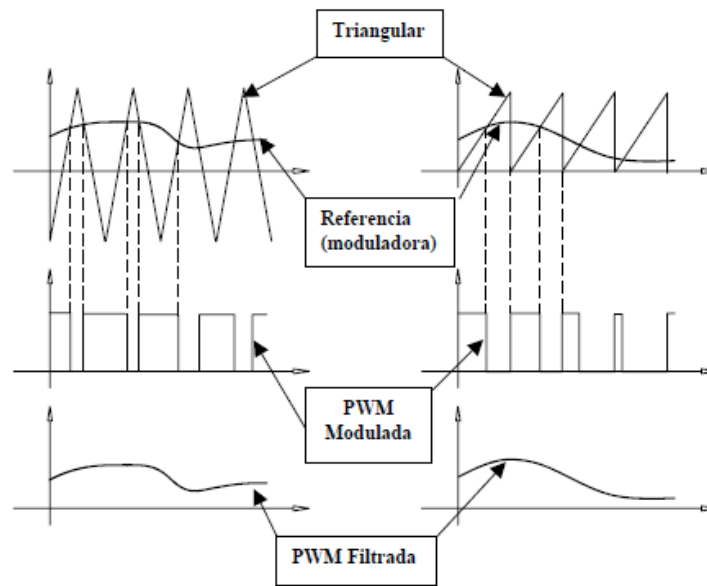


Figura 3.13: Funcionamiento de la modulación PWM, con y sin filtrado [10]

Existen dos variantes de la técnica PWM:

- Modulación PWM bipolar
- Modulación PWM unipolar

Se estudiarán ambas modulaciones en un inversor de puente completo con el esquema siguiente:

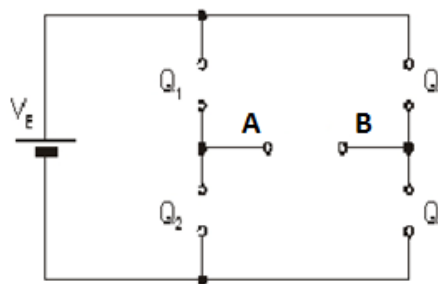


Figura 3.14: Esquema inversor puente completo

3.5.1. PWM Bipolar

Mediante la técnica PWM bipolar se utiliza una única señal de referencia senoidal (V_{sin}), y una señal portadora triangular (V_{tri}) que fija la frecuencia de conmutación. En esta modulación los transistores de cada diagonal quedan emparejados, de modo que [5]:

$$\text{Si } V_{sin} > V_{tri} \rightarrow V_o = +V_{DC} \text{ (Q1 y Q4 ON)}$$

$$\text{Si } V_{sin} < V_{tri} \rightarrow V_o = -V_{DC} \text{ (Q2 y Q3 ON)}$$

3. CONVERTIDOR DC/AC: INVERSOR

En la figura 3.14 se muestran las formas de onda al trabajar con modulación PWM bipolar.

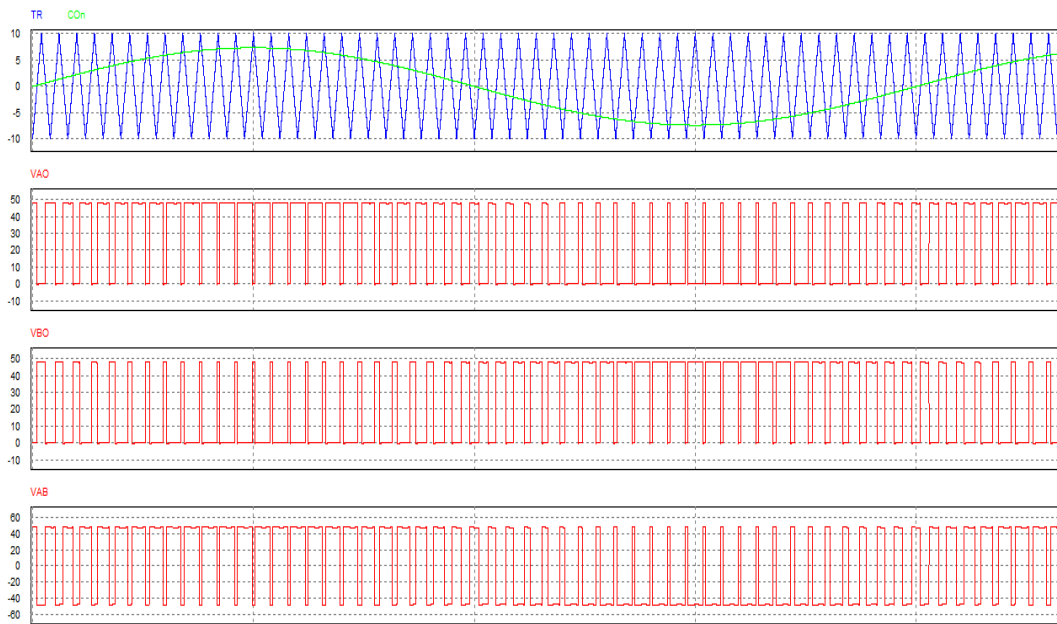


Figura 3.15: Simulación del PWM bipolar

A continuación están representados los espectros de frecuencia de las tensiones VAO, VBO y VAB:

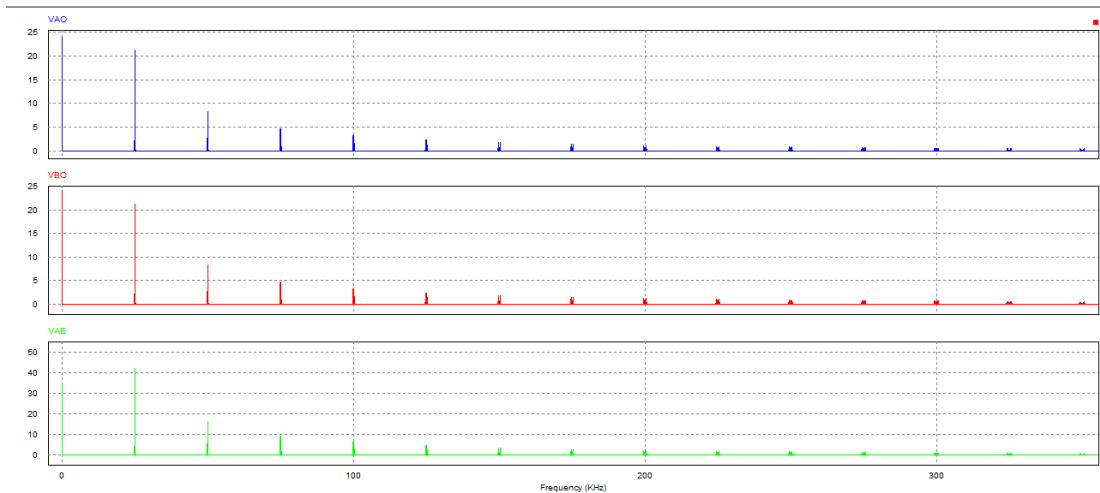


Figura 3.16: Espectro de frecuencias del PWM bipolar

3.5.2. PWM Unipolar

En la modulación PWM unipolar se utilizan dos señales de referencia V_{sin1} y V_{sin2} tal que:

$$V_{sin1} = -V_{sin2}$$

La señal triangular V_{tri} que fija la frecuencia de conmutación es la misma para ambas señales de referencia. En la primera célula de conmutación o rama del puente, se compara la triangular con la primera señal de referencia V_{sin1} . En la segunda, sin embargo, la triangular es comparada con la segunda señal de referencia V_{sin2} . Los interruptores conducirán o no en función de las siguientes condiciones [5]:

$$\text{Si } V_{sin1} > V_{tri} \rightarrow V_A = +V_{DC} \text{ (Q1 ON)}$$

$$\text{Si } V_{sin1} < V_{tri} \rightarrow V_A = 0 \text{ (Q2 ON)}$$

$$\text{Si } V_{sin2} > V_{tri} \rightarrow V_B = 0 \text{ (Q4 ON)}$$

$$\text{Si } V_{sin2} < V_{tri} \rightarrow V_B = +V_{DC} \text{ (Q3 ON)}$$

Las formas de onda que se tienen al trabajar con modulación PWM unipolar son las que se muestran en la figura 3.16.

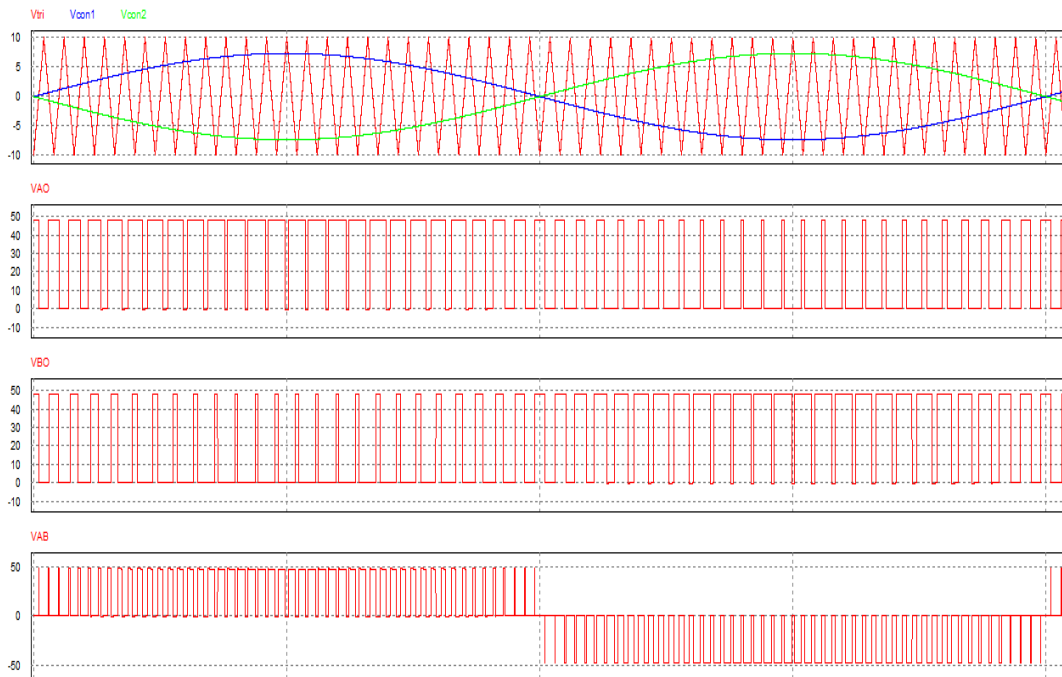


Figura 3.17: Simulación del PWM unipolar

Analizando el espectro de frecuencias se pueden apreciar los armónicos que tiene cada una de las señales conmutadas. Como conclusión se tiene que los armónicos de conmutación de la tensión de salida aparecen al doble de la frecuencia de conmutación. La representación de dichos armónicos se muestra en la figura 3.18.

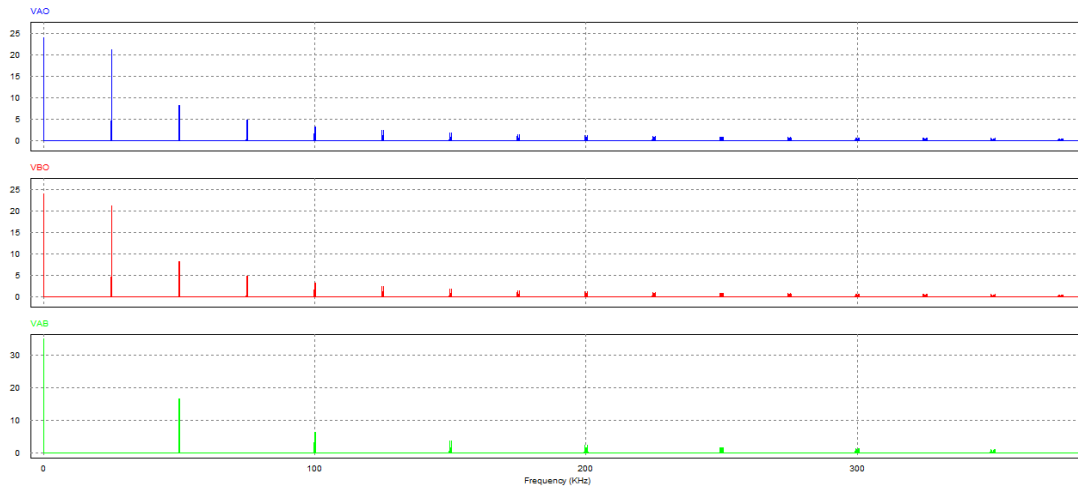


Figura 3.18: Espectro de frecuencias del PWM unipolar

Por otra parte, la modulación unipolar genera una tensión en modo común total variable a frecuencia de conmutación. En sistemas sin transformador requerirá grandes filtros de modo común para limitar las corrientes por tierra. Si se instala transformador, es este el que limita dichas corrientes de modo común [5].

3.5.3. Comparativa entre modulación unipolar y bipolar

Para un sistema con una frecuencia de rizado determinada, si se emplea modulación unipolar se necesitará una frecuencia de conmutación a la mitad de frecuencia que para el caso de la modulación bipolar, reduciendo las pérdidas en la misma proporción. Además, en la modulación unipolar, el rizado de corriente tendrá la mitad de amplitud, por lo que requerirá una inductancia menor a la salida.

Por lo tanto, en sistemas con transformador, donde las corrientes de modo común quedan limitadas por la capacidad parásita del transformador, se utilizará modulación unipolar para obtener un mejor rendimiento del sistema [5].

Por otra parte, en sistemas sin transformador, no se tiene un limitante de las corrientes de modo común, por lo que para evitar el uso de grandes filtros se tiende a emplear PWM bipolar [5].

3.6. Salida del inversor

3.6.1. Tensión de salida

La onda modulada de tensión de salida del inversor será se puede ajustar mediante la modulación para que sea una senoidal pura, una senoidal modificada o una onda cuadrada.

Esto viene indicado por el índice de modulación en amplitud, definido como:

$$m_a = \frac{V_{senoidal}}{V_{triangular}}$$

Dependiendo del índice de modulación, la distribución de los armónicos en la salida es distinta. Así, se pueden distinguir tres zonas de funcionamiento:

- Zona lineal, con la que conseguirá la senoidal pura. Se tendrá con $m_a < 1$.
- Sobremodulación, para obtener una senoidal modificada. Se tendrá con $m_a > 1$.
- Onda cuadrada, con $m_a \gg 1$.

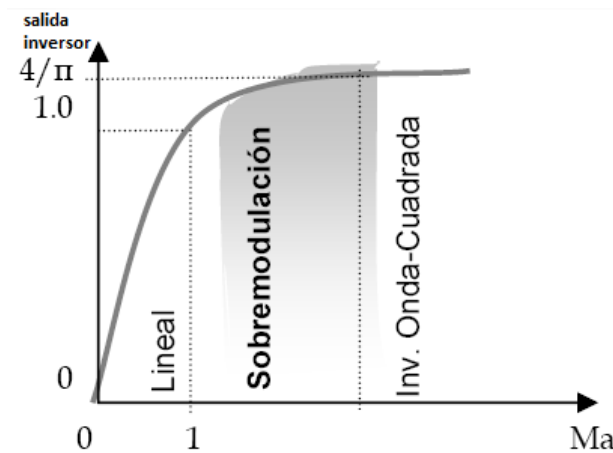


Figura 3.19: Zonas de funcionamiento de la modulación [10]

Lógicamente, interesará trabajar en la zona lineal para conseguir formas de onda de tensión senoidales.

3.6.2. Corriente de salida

Lógicamente, la corriente de salida debe ser ininterrumpida durante las conmutaciones de los semiconductores del inversor. El elemento encargado de dar inercia a la corriente es la bobina o inductancia que se situará a la salida del puente. Cuanto mayor sea esta bobina o inductancia de salida menor será la variación o rizado de la corriente de salida.

3.7. Filtro

La tensión modulada de salida, pese a tener la senoidal buscada en su fundamental, no es apta para su utilización debido al gran contenido de armónicos que se tiene. Para eliminar estas componentes armónicas no deseadas se hace precisa la inclusión de un filtro.

Un filtro se puede definir como un dispositivo que modifica los componentes de frecuencia de una señal en un circuito. Los filtros se pueden clasificar en las cuatro categorías que siguen, sobre la base de la respuesta en frecuencia [11]:

- Los filtros pasa baja permiten el paso a los componentes de baja frecuencia y presentan una alta atenuación por encima de ese punto de corte.
- Los filtros pasa alta permiten el paso de los componentes por encima del punto de corte.
- Los filtros pasa banda dejan pasar únicamente las frecuencias que se encuentran dentro de una banda elegida.
- Los filtros de rechazo de banda eliminan las frecuencias que se encuentran dentro de una banda elegida.

Para la mitigación de armónicos se deberá instalar un filtro que permita pasar las señales de baja frecuencia y elimine las de frecuencias mayores, por lo que el filtro a instalar será un filtro paso bajo.

Filtro LC

El filtro paso bajo a instalar puede ser un filtro RC o un filtro LC. Este último será una opción interesante en los casos en los que el volumen, peso y precio no sea un escollo insalvable. Para los circuitos de pequeña electrónica es más habitual el uso de los filtros RC. Para el caso del inversor, en donde la colocación de la bobina es necesaria para mitigar el rizado de la corriente a la salida del puente completo, se optará por un filtro LC. Por otro lado, el uso de un filtro RC traería consigo unas pérdidas que no interesan al sistema.

Por lo tanto, el esquema que se utilizará en este filtro tendrá la siguiente forma:

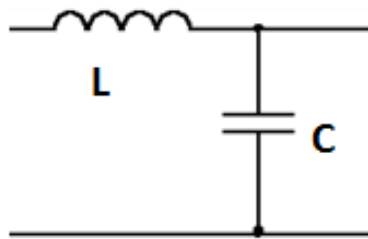


Figura 3.23: Esquema del filtro LC

4. DISEÑO DEL INVERSOR

En este capítulo se realizará el diseño del inversor, realizando todos los cálculos que para ello se consideren necesarios.

4.1. Contexto

Tal y como se ha dicho en el capítulo anterior, el trabajo forma parte de un sistema fotovoltaico aislado de baja potencia. Se considerará un sistema de 300W de potencia. Los paneles solares elegidos son el modelo YL295-35b del fabricante Yingli Solar. Se tendrá un sistema de regulación de carga, conectado a este, un sistema de almacenamiento de la gama "48 V DC ION Power Pack 16 cell", de 48V de tensión. Por supuesto, la salida del inversor deberá ser una tensión alterna de 230V eficaces y 50Hz de frecuencia, ya que alimentará cargas monofásicas de una vivienda.

Por lo tanto, a la hora de diseñar el inversor tendremos las siguientes especificaciones:

- *Potencia del sistema = 300W*
- *Tensión de entrada del inversor = 48V (DC)*
- *Tensión de salida del inversor = 230V, 50Hz (AC)*

La frecuencia de conmutación de la triangular que se empleará en la modulación será de libre elección. En este caso dicha frecuencia de conmutación quedará fijada en 25000Hz.

Se supondrá, además, que las cargas que alimentará el inversor son puramente resistivas, es decir, que tienen un factor de potencia unitario.

4.2. Solución escogida

El diseño de inversor que se va a realizar será de tipo reductor elevador, invirtiendo en primer lugar la polaridad y elevando la tensión alterna hasta la deseada en segundo lugar mediante un transformador.

La tipología que se empleará será la de puente completo o puente en H. Los semiconductores utilizados en el puente serán MOSFET-s, ya que es un sistema de poca potencia y poca tensión. Además, el utilizar MOSFET-s como semiconductores permitirá trabajar con mayor frecuencia de conmutación. Cada uno de los transistores de efecto de campo irá acompañado de un diodo de potencia en anti-paralelo, teniendo así un interruptor de tres segmentos.

Al emplear un transformador para elevar la tensión a la de la red, quedan limitadas las corrientes de modo común, por lo que se empleará modulación PWM unipolar. De esta forma, se necesitará menor impedancia de salida del puente en H.

Por último, el filtro que se elegirá para mitigar los armónicos de la onda conmutada será un filtro LC que se situará a la salida del puente completo, aprovechando la inductancia de salida como parte del filtro.

El esquema completo que se tendrá será de la forma que se muestra en la siguiente figura

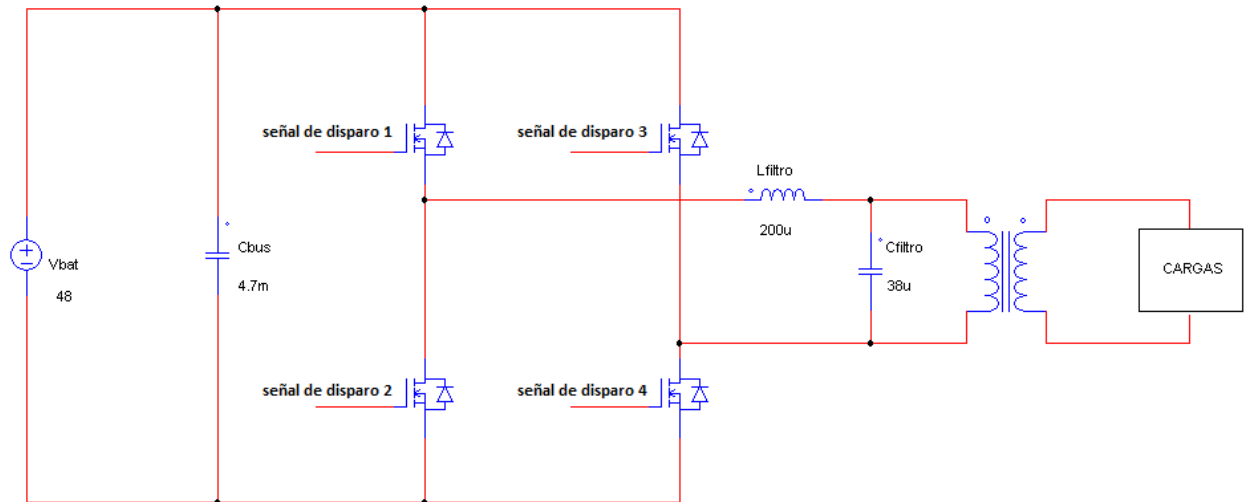


Figura 4.1: Esquema del inversor

4.3. Elección de los componentes

Aunque algunos de los componentes se calcularán y se montarán, con otros se intentará buscar elementos en el mercado tecnológico que cubran las necesidades que se tienen. Esto se hará para aquellos componentes cuya fabricación es compleja o se precise mucha precisión. Este es el caso del transformador y las células elementales de conmutación.

4.3.1. Transformador

A pesar de existir una metodología precisa para el cálculo de los transformadores, el montaje resulta una tarea compleja. Al no disponer de herramientas ni conocimiento adecuado para el buen montaje del transformador, y teniendo en cuenta la importancia del mismo, se optará por la búsqueda y compra de un transformador que cumpla las condiciones establecidas.

Al tener 48V de entrada en el inversor, la máxima amplitud que podrá tener la tensión senoidal a la salida tendrá ese mismo valor, siendo una tensión alterna de 33.94V eficaces.

Al buscar transformadores en el mercado se encuentran valores normalizados de 24V/230V y 48V/230V, sin encontrar un transformador con una relación de transformación de 34V/230V. Por lo tanto, habrá que seleccionar un transformador de 24V/230V, ya que con la segunda opción no se conseguiría elevar la tensión todo lo deseado.

La opción seleccionada para instalar en el sistema es el modelo STEU 320/24 del fabricante “Block”. En la descripción de este transformador se indica que posee 320VA de potencia nominal, funcionamiento a 50 o 60Hz, 230V de tensión de entrada y 2x12V de tensión de salida. Como el transformador es una máquina eléctrica reversible, estos valores de tensión de primario y de secundario son permutables. Aunque en las hojas de características aparece la tensión menor como 2x12V, cortocircuitando ambas entradas se consigue una entrada de 24V eficaces. Esto se debe a que el esquema de los bobinados tiene la siguiente forma:

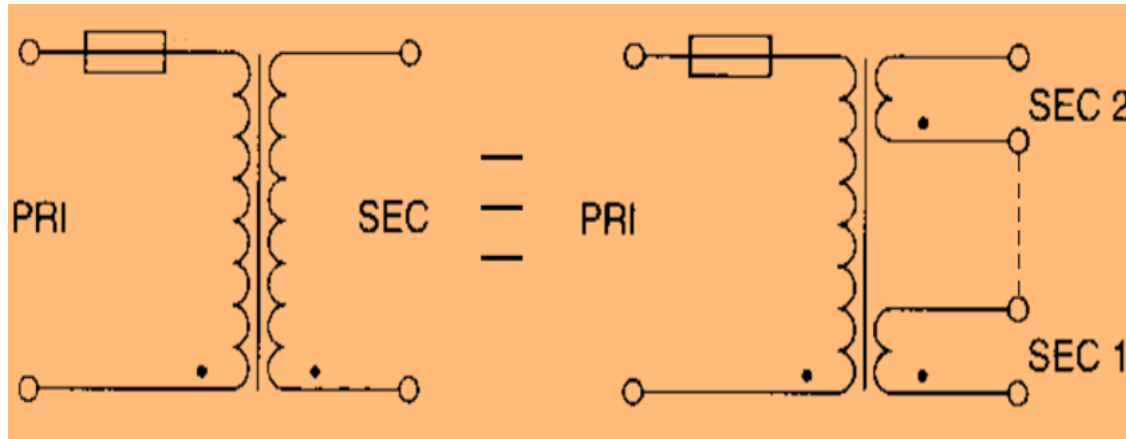


Figura 4.2: Conexión de las espiras del transformador

Con la elección del transformador se define la tensión de la senoidal que se debe modular en el inversor. Al tener un transformador monofásico de 24V/230V, obliga a crear una senoidal de 24V eficaces en el inversor. Esta tensión será una senoidal de 34V de pico, ya que

$$V_{pico} = \sqrt{2} \cdot V_{eficaz} = \sqrt{2} \cdot 24V = 33.8411V \approx 34V.$$

Al tener una tensión de continua de entrada de 48V, y al ser la amplitud de la senoidal inferior a este valor de tensión, no existen problemas aparentes para conseguir dicha tensión alterna, por lo que el resto de cálculos se realizarán teniendo en cuenta esta condición.

4.3.2. Módulo de semiconductores

De la misma forma que ocurre con el transformador, resulta complicado construir el puente inversor a partir de cuatro MOSFET-s y cuatro diodos, ya que se necesitarían técnicas a las que no se tiene acceso, para obtener la precisión que se requiere para la conmutación. Se optará por la compra de un módulo de semiconductores

Se utilizará el modelo SK85MH10T del fabricante “SEMIKRON”. Este modelo forma parte una familia de módulos que integran distintos semiconductores, que reciben el nombre SEMITOP®. El modelo elegido, que integra un puente en H formado con MOSFET-s y diodos, es de tipo SEMITOP® 2.

Físicamente, el modelo escogido tiene los siguientes parámetros:

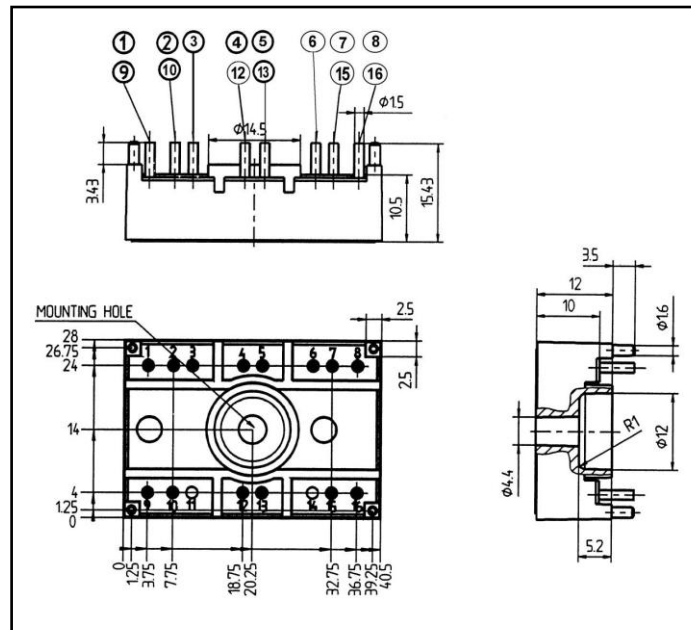


Figura 4.3: Planos del puente completo de semiconductores

Por otro lado, el circuito que integra asociado a las entradas físicas es el siguiente:

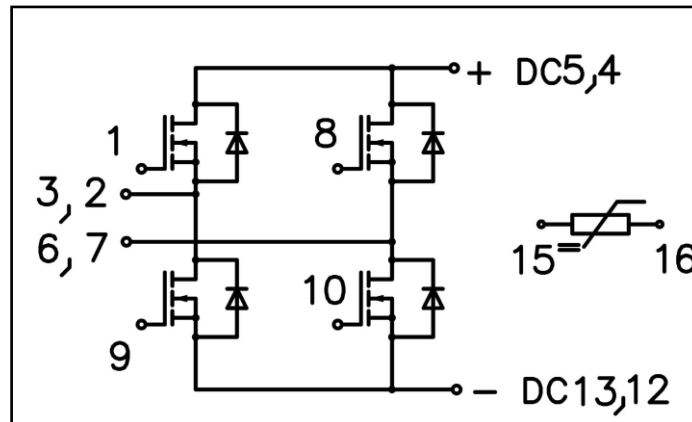


Figura 4.4: Esquema del puente que se utilizará y sus conexiones

El esquema del módulo, por lo tanto, se adapta perfectamente a las necesidades del inversor.

En cuanto a las características generales del módulo, se tiene una tensión máxima de entrada de 100V, una corriente máxima estacionaria de 80 A y un rango de temperaturas de funcionamiento de -40 a 150°C. Como se va a implementar en un sistema de 300W de potencia y 48V de tensión continua de entrada, el módulo es válido y además, trabajará con un margen considerable hasta sus condiciones nominales.

Montaje del módulo de semiconductores

El módulo está pensado para que se monte sobre una estructura disipadora de calor. Para realizar en montaje la superficie del radiador debe estar libre de grasa y partículas. También se recomienda lijar la superficie para tener un resultado más uniforme [12].

Además, para evitar espacios de aire en la interfaz entre el módulo y el disipador de calor se debe aplicar una grasa térmica [12]. La función de esta grasa o pasta térmica será conseguir una óptima unión entre el módulo y el disipador, evitando el contacto directo entre las superficies y llenando las lagunas que pudieran quedar.

Se ha elegido la pasta térmica HTC del fabricante “ELECTROLUBE” para la presente aplicación. Se trata de una pasta a base de mezcla de fluidos sintéticos.

Los espesores de pasta térmica a utilizar están normalizados por el fabricante, mostrados en la tabla de la figura 4.5. Para el modelo “SEMITOP2”, el espesor será de 30-35µm.

Module	Thermal Grease Thickness
SEMITOP® 1	20 – 25 µm (Wacker P12)
SEMITOP® 2	30 – 35 µm (Wacker P12)
SEMITOP® 3	50 – 55 µm (Wacker P12)
SEMITOP® 4	40 – 45 µm (Wacker P12)

Figura 4.5: espesores de pasta térmica para distintos tipos de módulos [12]

Por otro lado, se tiene el conexionado de los cables. La conexión del cableado se realizará por la parte superior del mismo y se fijará realizando presión en los contornos de la conexión utilizando las herramientas adecuadas.

Por último, se recomienda el uso de pernos de plástico para la conexión mecánica del módulo [12].

4.4. Cálculo de los elementos del circuito

Otras partes del inversor requerirán de un cálculo antes de escoger el componente adecuado. Este es el caso de los elementos a la salida del inversor.

4.4.1. Condensador del bus de continua

El primer elemento a la entrada del inversor será el condensador del bus de continua. Este elemento será necesario para mantener una tensión continua de entrada constante, ya que como las baterías se encontrarán unidas mediante cableado, podría aparecer ruido de un extremo a otro.

El valor del condensador del bus de continua puede ser expresado con la siguiente ecuación [13]:

$$C_{bus} = \frac{P_{nom}}{2 \cdot \omega \cdot V_{DC} \cdot \Delta V_{DC}}$$

P_{nom} es la potencia nominal del sistema proveniente de la fuente primaria, V_{DC} la tensión media alrededor del condensador y ΔV_{DC} el rizado de la tensión permitido en el condensador. El término ω será la frecuencia en rad/s de la frecuencia de salida del inversor [13].

Se tomarán 48V como valor medio de la batería y se aceptara un 10% de rizado. La potencia nominal, por su parte, aun siendo de 300W se sobredimensionará un 5% por motivos de seguridad. Así, el valor del condensador a instalar en el bus de continua tendrá el siguiente valor:

$$C_{bus} = \frac{1.05 \cdot 300W}{(2 \cdot \pi \cdot 50)rad/s \cdot 48V \cdot 0.1 \cdot 48V} = 4.35mF$$

Si se redondea este valor a un valor de condensador normalizado, se tendrá un condensador de 4.7mF.

4.4.2. Inductancia de salida

En la siguiente figura se muestran las formas de onda de la modulación PWM junto con las tensiones en A0, B0 y AB o tensión modulada de salida del inversor, además de la corriente de salida. Este estudio únicamente se hará para determinar el valor de la inductancia en relación con el rizado de la corriente de salida.

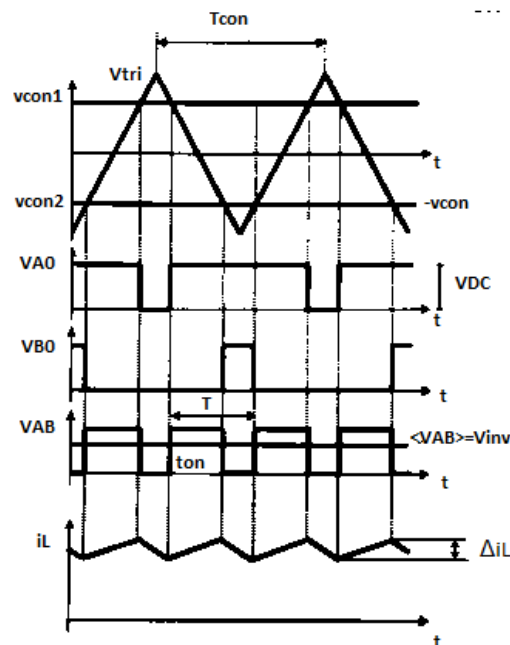


Figura 4.6: Formas de onda de las tensiones del puente y de la corriente de salida

Tal y como se puede apreciar en la imagen, el periodo de la tensión de salida V_{AB} es la mitad del periodo de conmutación. Esto equivale a un valor de frecuencia aparente de salida igual al doble de la frecuencia de conmutación:

$$T_{salida} = 2 \cdot f_{conm}$$

Para determinar el valor de la inductancia se partirá del valor medio instantáneo de la tensión de salida V_{AB} :

$$\langle v_{AB} \rangle_T = \frac{t_{on}}{T} \cdot V_{DC}$$

$$v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} = V_{DC} - v_{inv} \rightarrow (V_{DC} - v_{inv}) \cdot dt = L \cdot di_L$$

$$\Delta i_L = \frac{(V_{DC} - v_{inv}) \cdot t_{on}}{L} = \frac{(V_{DC} - m \cdot V_{DC}) \cdot m \cdot T}{L} = \frac{V_{DC} \cdot (1 - m) \cdot m}{2 \cdot L \cdot f_{conm}}$$

El rizado depende de la modulante y se anula para $m=0$ y $m=1$. El máximo rizado se dará:

$$\frac{\delta \Delta i_L}{\delta m} = 0 \rightarrow m = 0.5 \rightarrow \Delta i_{L \text{ MAX}} = \frac{V_{DC}}{8 \cdot L \cdot f_{conm}}$$

Por lo tanto, despejando el valor de la inductancia de la ecuación se tiene:

$$L \geq \frac{V_{DC}}{8 \cdot \Delta i_{L \text{ MAX}} \cdot f_{conm}} \quad (H)$$

Se conocen los valores de la tensión de continua y de la frecuencia de conmutación. Faltaría por determinar cuál es la variación máxima de rizado de corriente permitida.

La tensión a la salida será una senoidal de 24V eficaces. Como es un sistema monofásico de 300W de potencia y se supone factor de potencia unitario:

$$P = V \cdot I \cdot \cos \gamma \rightarrow I = \frac{P}{V \cdot \cos \gamma} = \frac{300W}{24V \cdot 1} = 12.5A$$

Por lo tanto, a la salida del inversor se tendrá una corriente alterna de un valor eficaz de 12.5A. Si suponemos un rizado máximo aceptable de un 10%, nos quedará un valor aceptable tal que

$$\Delta i_L = 12.5A \cdot 10\% = 1.25A.$$

Una vez determinado este valor, solo queda calcular el valor de la inductancia que se colocará a la salida del inversor.

Datos que se tienen:

- $V_{DC} = 48V$
- $\Delta i_{L \text{ MAX}} = 1.25A$
- $f_{conmutación} = 25000Hz$

Sustituyendo en la ecuación para el cálculo de la inductancia de salida:

$$L \geq \frac{V_{DC}}{8 \cdot \Delta i_{L_{MAX}} \cdot f_{conm}} = \frac{48V}{8 \cdot 1.25A \cdot 25000Hz} = 0,00019065 H$$

Como el valor de la inductancia debe ser igual o mayor a 190.65 μH , se elegirá una de valor igual a 200 μH , valor que puede encontrarse en el mercado.

Así, la inductancia de salida del inversor quedará fijada en el valor establecido:

$$L = 200 \mu H$$

Se probará que con la inductancia de salida escogida se cumplen las condiciones establecidas mediante una simulación con el software "PSIM". Si se miden la corriente y la tensión a la salida del puente en H se tendrán los siguientes resultados:

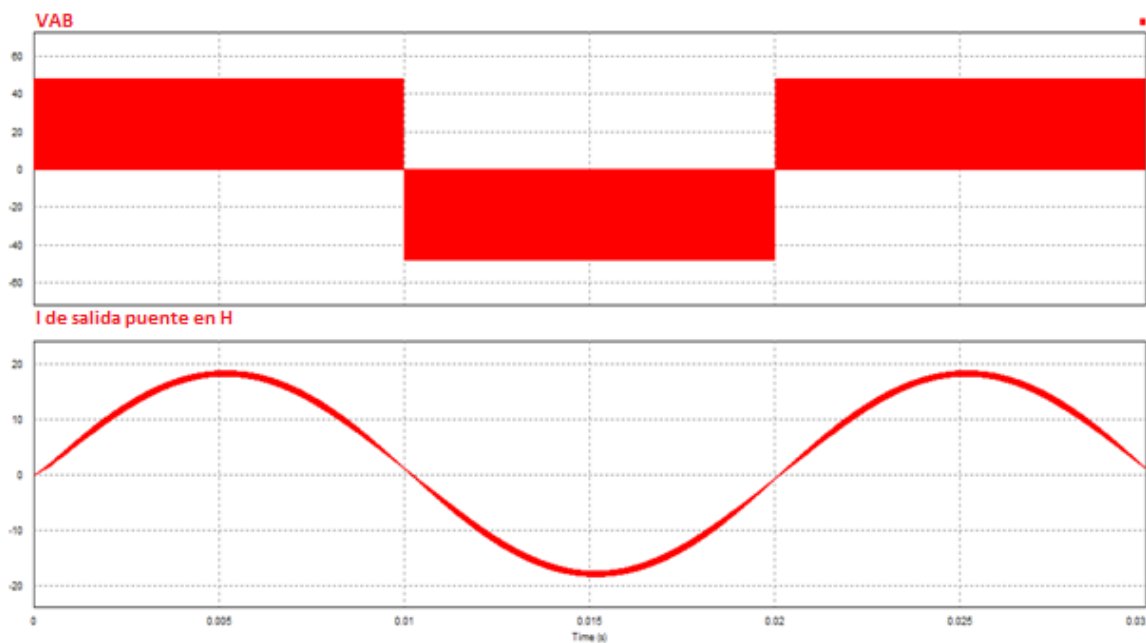


Figura 4.7: Formas de onda de la tensión y la corriente de salida del puente completo

En la gráfica superior se aprecia la variación de la tensión con el tiempo. Debido a la elevada frecuencia de conmutación, no se distinguen las subidas y bajadas de la conmutación, pero se distingue la modulación unipolar que se está empleando. En la gráfica inferior se observa la variación de la corriente de salida. Se puede ver que a pesar de tener una tensión modulada, la corriente de salida, pese a tener un cierto rizado, tiene forma senoidal.

Se hará un análisis más explícito del rizado de la corriente para comprobar que cumple las condiciones establecidas. En la figura 4.8 se realizarán dos aumentos de la forma de onda de la corriente de salida del puente completo.

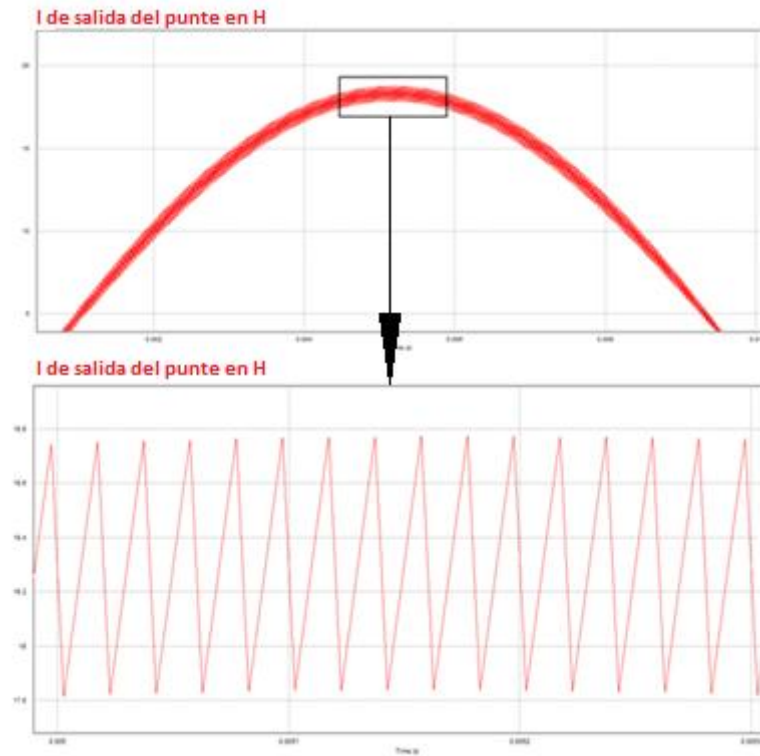


Figura 4.8: Rizado de la corriente de salida

Utilizando la herramienta de medición de PSIM se comprueba que la amplitud del rizado es de 0.932 A, por debajo de los 1.25 A tolerables. Esto se debe al redondeo en el resultado del valor de la inductancia de salida, que permite cumplir la condición establecida con un pequeño margen.

4.4.3. Filtro LC

Se aprovechará la inductancia de salida del inversor para implementar el filtro LC, por lo que el cálculo del filtro LC no presenta ninguna complicación. Habrá que establecer una frecuencia de corte a partir de la cual se mitiguen los armónicos. Como es un filtro paso bajo pasaran las señales con frecuencia inferior a la frecuencia de corte y se filtrarán las de frecuencia superior. El valor de la frecuencia de corte será la siguiente:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (rad/s)$$

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (Hz)$$

Al estar utilizando modulación unipolar los armónicos de la tensión modulada aparecen en los múltiplos del doble de la frecuencia de conmutación. Como se está operando con una frecuencia de conmutación de 25kHz, se tendrán armónicos en los múltiplos de 50000Hz.

Se elegirá una frecuencia de conmutación de 1875Hz, asegurando de esta manera un correcto funcionamiento y una mitigación considerable de armónicos.

Teniendo en cuenta este valor, junto al de la inductancia que se ha calculado en el apartado anterior y se ha resuelto con un valor de 200μH, se calculará el valor de la capacidad despejando la ecuación anterior:

$$C = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c} \right)^2 \bigg/ L = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1875} \right)^2 \bigg/ 0.0002 = 0.000037792 \text{ F}$$

Se redondeará el valor de la capacidad obtenida:

$$C = 38 \mu\text{F}$$

Así, nos quedará un filtro LC formado por una inductancia de 200μH en serie y una capacidad en paralelo de 38μF.

4.4.4. Condensadores de desacoplo

El condensador de desacoplo se usa para crear evitar las sobretensiones generadas por las inductancias parásitas durante las conmutaciones. Con el condensador de desacoplo se tendrá una mayor estabilidad en la conmutación de los interruptores [14].

Para calcular el condensador de desacoplo se deben considerar las frecuencias máximas y los tiempos mínimos de conmutación de las señales que van a circular por ella. Sin embargo, para frecuencias por debajo de los 40MHz, es válido el valor de 100nF de capacidad de condensador [15]. En cualquier caso, se utilizarán dos condensadores de 1μF.

4.5. Pérdidas en los semiconductores

Uno de los puntos a tener en cuenta son las pérdidas que se producirán en el sistema, concretamente en los semiconductores del puente en H. Será necesario calcular el valor de estas para instalar un disipador de calor adecuado.

4.5.1. Análisis de las pérdidas

Hay que tener en cuenta que el funcionamiento de los semiconductores no es el ideal supuesto y que en realidad existen pérdidas de potencia tanto en la conducción como en la conmutación de los semiconductores.

Si se centra el análisis en un único interruptor reversible, se pueden diferenciar por un lado las pérdidas producidas en el MOSFET, y por otro las pérdidas en el diodo.

4.5.1.1. Pérdidas en el MOSFET

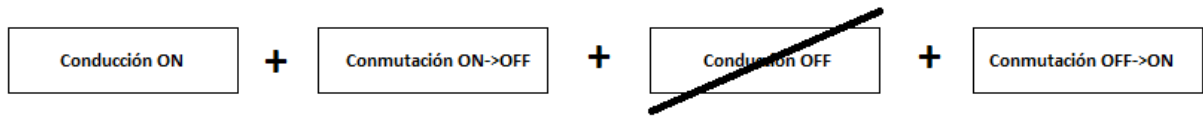


Figura 4.9: Pérdidas del MOSFET

Pérdidas del MOSFET en la conducción

En saturación el MOSFET se comporta como una resistencia $R_{ds(on)}$ [16]. La expresión de las pérdidas de un MOSFET durante la conducción puede conocerse a partir de la corriente que circula por el transistor y la resistencia sumidero-fuente. Este valor es suministrado por el fabricante en las hojas de datos. Para el módulo seleccionado se tendrá un valor de 13.5mΩ.

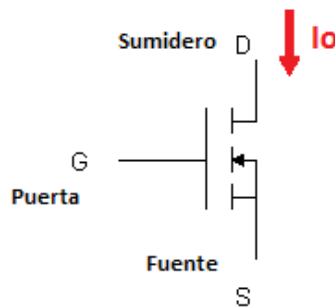


Figura 4.10: Icono del MOSFET con la dirección de corriente

Así, la expresión de las pérdidas durante la el tiempo de conducción del MOSFET será:

$$P_{conducción}^{mosfet} = I_o^2 \cdot R_{ds(ON)}$$

Pérdidas del MOSFET en la conmutación

Para encender y apagar el MOSFET hay que introducir y extraer los electrones de las diferentes capas por las cuales circula la corriente. Esta característica se puede modelizar mediante capacidades parásitas conectadas entre los distintos terminales [16].

Para conocer los datos necesarios sobre estas capacidades parásitas se partirá de los valores de capacidad de entrada (C_{iss}), capacidad de salida (C_{oss}) y capacidad de miller (C_{rss}), presentes en las hojas de características del MOSFET correspondiente [16].

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$$

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd}$$

$$C_{rss} = C_{gd}$$

Analizando las tensiones y corrientes durante el encendido y el apagado del MOSFET, existen instantes en los cuales conviven grandes valores de tensiones y corrientes, dando lugar a pérdidas en los transistores durante la conmutación.

Las variaciones de tensión y corriente durante los encendidos y apagados pueden ser observadas en la siguiente figura. En ella se puede ver los instantes en los que se tienen las pérdidas debidas a la convivencia de tensión y corriente.

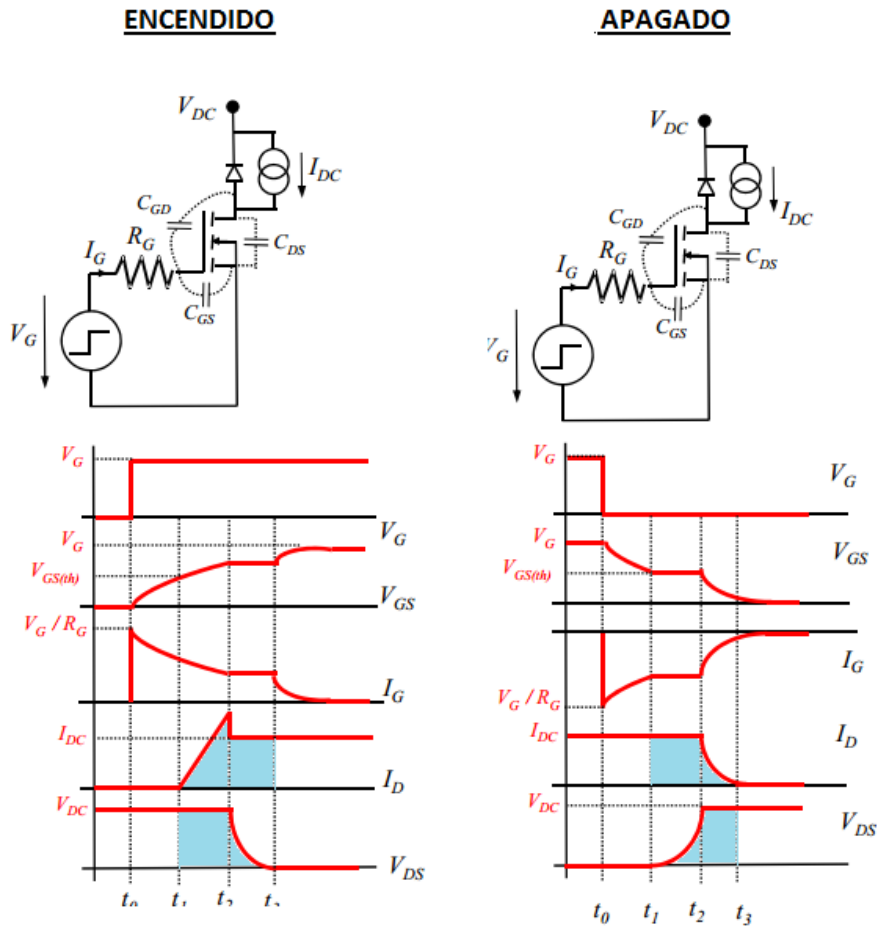


Figura 4.11: Circuito equivalente y formas de onda en el encendido y el apagado [16]

Será en esos instantes cuando se produzcan las pérdidas debidas a la conmutación. Para el cálculo cuantitativo de estas pérdidas se tienen las siguientes expresiones, en las cuales se calcula la energía disipada en cada una de las conmutaciones:

$$E_{on} = \frac{V_{DS} \cdot I_D \cdot t_r}{2} + \frac{2}{3} \cdot C_{DS} \cdot (V_{DC}) \cdot V_{DC}^2$$

$$E_{off} = \frac{V_{DS} \cdot I_D \cdot t_f}{2} + \frac{4}{3} \cdot C_{DS} \cdot (V_{DC}) \cdot V_{DC}^2$$

Las variables t_r y t_f en la ecuación están referidas al tiempo de subida de la corriente y al tiempo de bajada, respectivamente. Para el módulo seleccionado estos valores serán de 140ns y 150ns.

Los valores obtenidos con las ecuaciones anteriores darán valores de energía eléctrica. La potencia total perdida por conmutación para una frecuencia de conmutación será [16]:

$$P_{conmutación}^{mosfet} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{conmutación}$$

4.5.1.2. Pérdidas en el diodo



Figura 4.12: Pérdidas del diodo

Pérdidas del diodo en la conducción

En conducción el diodo se comporta, de forma aproximada, como una fuente de tensión, V_{to} , en serie con una resistencia r_T , de mΩ [16]. Al circular corriente por el diodo además de la tensión umbral del mismo diodo, se tendrá una caída de tensión en la resistencia. Estas dos tensiones, al coincidir con la corriente que circula por el mismo diodo, darán lugar a unas pérdidas. Para el módulo de semiconductores elegido se tiene una tensión umbral del diodo de 0.9V, y no da l valor de la resistencia, por lo que a efectos se considerará despreciable.

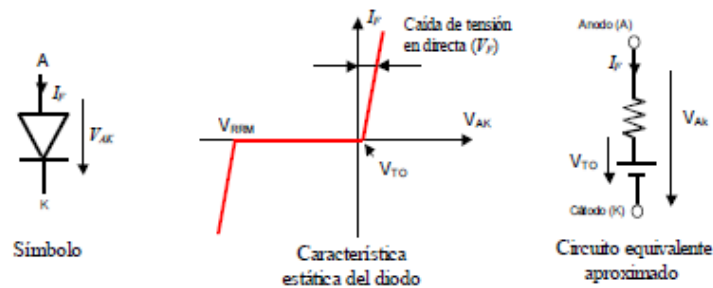


Figura 4.13: Símbolo, característica estática y circuito equivalente del diodo

De la equivalencia del circuito eléctrico se sacará la expresión que sirva para el cálculo de las pérdidas:

$$P_{conducción}^{diodo} = V_F \cdot (I_F) \cdot I_F \approx V_{T0} \cdot I_F + r_T \cdot I_F^2$$

Pérdidas del diodo en la conmutación

Las pérdidas en el encendido, al ser muy pequeñas, se considerarán despreciables [16].

$$P_{ON}^{diodo, conmutación} \approx 0$$

La energía perdida durante el apagado se puede calcular, de forma aproximada, a partir de la carga de recuperación inversa (Q_{rr}) y la tensión inversa, V_R . Multiplicando esta energía por la frecuencia de conmutación se tendrán las pérdidas en unidades de potencia [16]. Para el modelo elegido se tendrá $Q_{rr} = 0.9 \text{ } \mu\text{F}$.

$$P_{OFF}^{dio,comm} = E_{OFF} \cdot (I_F, V_F, dI_F/dt) \cdot F_{conmutación} \approx Q_{RR} \cdot V_R \cdot F_{conmutación}$$

4.5.2. Cálculo de las pérdidas

Para calcular las pérdidas de los semiconductores del puente completo habrá que sumar las pérdidas de conmutación y de conducción del diodo y del MOSFET, y multiplicar el valor resultante por cuatro, ya que tenemos cuatro interruptores de tres segmentos.

La dificultad del cálculo de las pérdidas radica en que la mayoría de dichas pérdidas dependen del valor de la corriente por el semiconductor. Al analizar el paso de corriente a través de uno de estos interruptores, se observa que esta corriente no es constante, si no alterna y conmutada. En la figura 4.14 se muestra la forma de onda de la corriente mencionada.

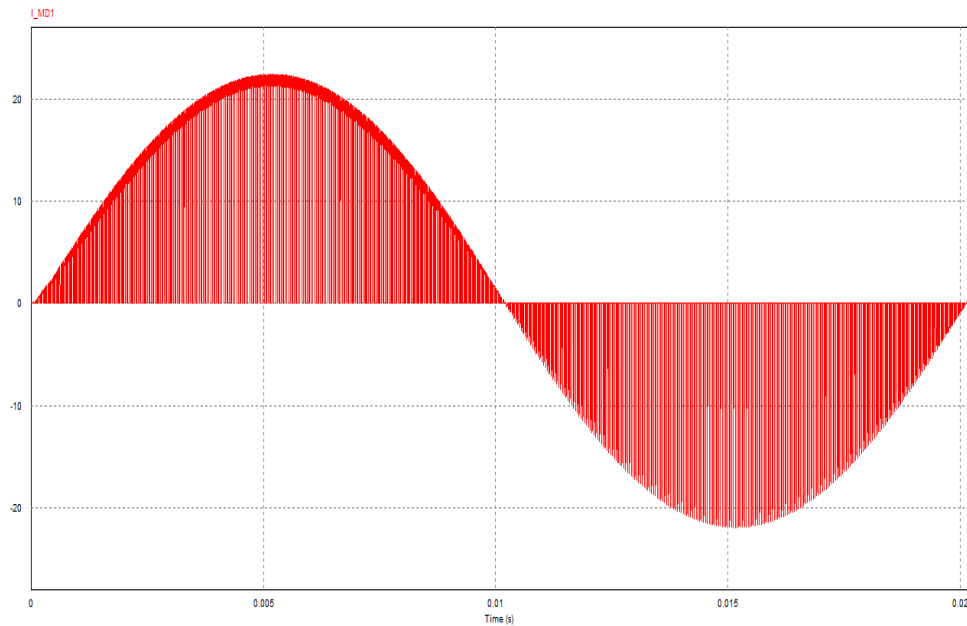


Figura 4.14: Corriente a su paso por interruptor de tres segmentos

Por el convenio utilizado, el tramo en el que la corriente conmuta de forma positiva corresponderá a la corriente que circula por el MOSFET, mientras que el tramo en el que la corriente conmuta de forma negativa corresponde a la corriente que circula a través del diodo. Esta variación de corriente se repite a una frecuencia de 50 Hz.

Para el cálculo de la corriente y las pérdidas en función de esta, se ha optado por diseñar un programa mediante el software "MatLab".

Se pretende discretizar los valores de un periodo de corriente por un interruptor y guardar los datos en un vector.

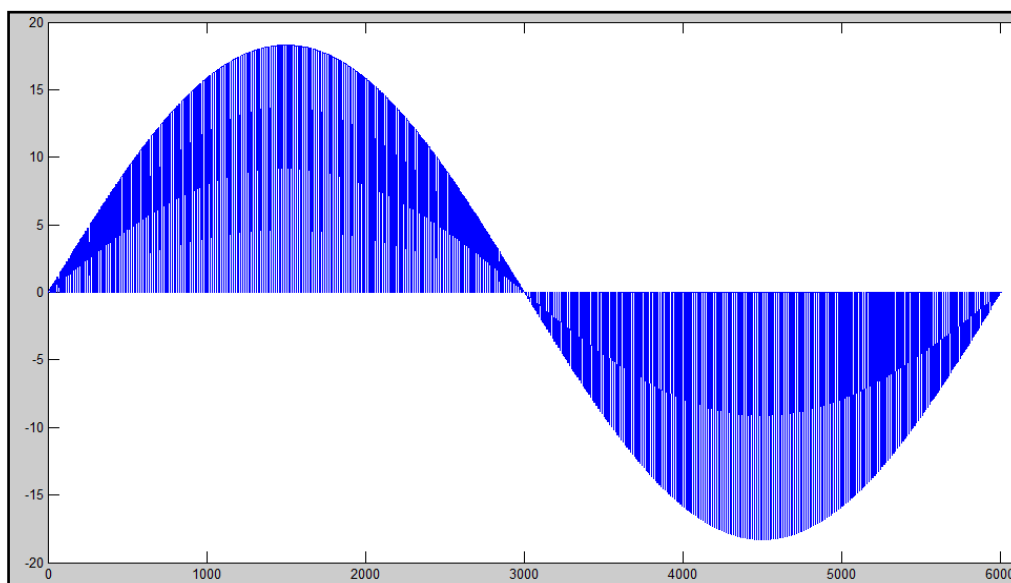


Figura 4.15: Corriente conmutada vía MatLab

El siguiente paso será separar la parte de la corriente que corresponde al MOSFET de la parte que corresponde al diodo. Así, para calcular las pérdidas del MOSFET se utilizará un vector de datos, y para calcular las pérdidas del diodo se utilizará otro. Los valores de este último, que eran negativos por el convenio escogido, se invertirán para que sean positivos.

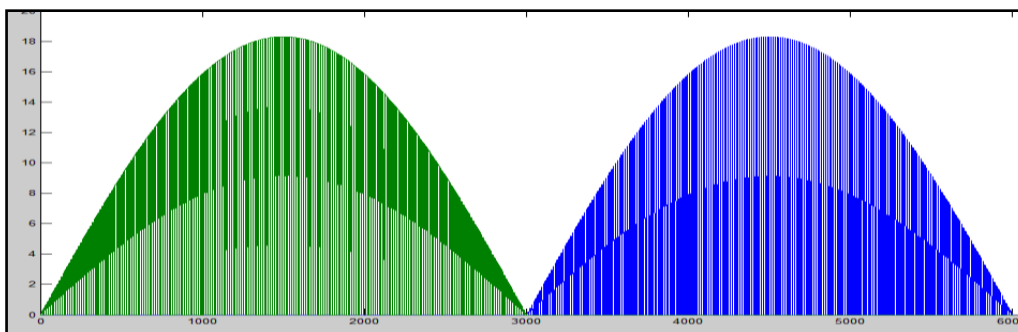


Figura 4.16: Separación de la corriente del MOSFET (verde) y del diodo (azul)

Partiendo de las ecuaciones dadas en el capítulo anterior, e integrando cada valor de corriente en cada tiempo de paso, se obtienen las pérdidas de energía en un periodo de la senoidal de salida. Multiplicando este valor por la frecuencia de este seno, se tendrán las pérdidas en unidades de potencia.

Por lo tanto, y de una forma más general, se utilizarán las siguientes variaciones de las ecuaciones del capítulo anterior para realizar el cálculo:

$$P_{\text{conducción}}^{\text{diodo}} \approx (V_{T0} \cdot I_F + r_T \cdot I_F^2) \cdot t_{\text{integración}} \cdot f_{\text{seno}}$$

$$P_{\text{OFF}}^{\text{diodo, conmm}} \approx Q_{RR} \cdot V_R \cdot N_{\text{un periodo}}^{\text{conmutaciones}} \cdot F_{\text{seno}}$$

$$P_{\text{conducción}}^{\text{mosfet}} = I_o^2 \cdot R_{ds(ON)} \cdot t_{\text{integración}} \cdot f_{\text{seno}}$$

$$P_{\text{conmutación}}^{\text{mosfet}} = P_{\text{encendido}}^{\text{mosfet}} + P_{\text{apagado}}^{\text{mosfet}}$$

, donde:

$$P_{\text{encendido}}^{\text{mosfet}} = (1/2 \cdot V_{bat} \cdot I \cdot t_{\text{encendido}} \cdot f_{\text{seno}} + 4/3 \cdot (V_{bat}) \cdot V_{bat}^2) \cdot N_{\text{subidas}}^{\text{conmm}}$$

$$P_{\text{apagado}}^{\text{mosfet}} = (1/2 \cdot V_{bat} \cdot I \cdot t_{\text{apagado}} \cdot f_{\text{seno}} + 4/3 \cdot (V_{bat}) \cdot V_{bat}^2) \cdot N_{\text{bajadas}}^{\text{conmm}}$$

El tiempo de integración será el tiempo entre un dato y otro, y dependerá de la discretización realizada. Los términos “tencendido” y “tapagado” corresponderán al tiempo que necesita el MOSFET para encenderse y apagarse, que tal y como se puede ver en las hojas de características son 140 y 150 ns respectivamente. Por otra parte, la frecuencia del seno serán los 50Hz de la forma de onda senoidal de la corriente.

Sumando los resultados de los cálculos de cada pérdida de potencia y multiplicando el resultado por cuatro se tendrán las pérdidas de potencia de todo el sistema. Los resultados obtenidos con el software MatLab son los siguientes:

- *Pérdidas del MOSFET en la conducción [W]: 0.9464*
- *Pérdidas del MOSFET en la conmutación (encendido + apagado) [W]: 1.0246*
- *Pérdidas del diodo en la conducción [W]: 1.0006*
- *Pérdidas del diodo en la conmutación [W]: 0.1406*
- ***Pérdidas totales del módulo [W]: 12.4488***

Por lo tanto se tendrán unas pérdidas de potencia de 12.45W aproximadamente en el módulo de semiconductores.

4.5.3. Disipador de calor

Para hacer frente a las pérdidas producidas en los semiconductores habrá que instalar un radiador para mejorar la extracción del calor generado por los mismos. Se realizará el cálculo de la resistencia térmica que debe tener el radiador a instalar para que funcione correctamente.

Mediante la transferencia de calor se disipan las pérdidas que se dan en los semiconductores, por lo tanto, el valor de potencia de pérdidas calculado será el valor del flujo de calor que se esté disipando, expresado en vatios (W).

Puede realizarse una analogía eléctrica del sistema de evacuación de calor del módulo, en el cual el flujo de corriente se reemplaza por transferencia de calor y las impedancias eléctricas por resistencias térmicas. Siendo dT es la diferencia de temperatura en grados centígrados, entonces la resistencia térmica Rth del componente está dada por $R_{th} = dT/Q$ (°C/W) [17].

El flujo de calor irá desde la junta hasta el ambiente. Por lo tanto, la resistencia térmica que “atravesará” el flujo de calor será la que haya entre la junta y el ambiente. La resistencia térmica que se tendrá puede dividirse en tres: resistencia entre la junta y la base del disipador, resistencia de montaje y la resistencia entre la base del disipador y el ambiente.

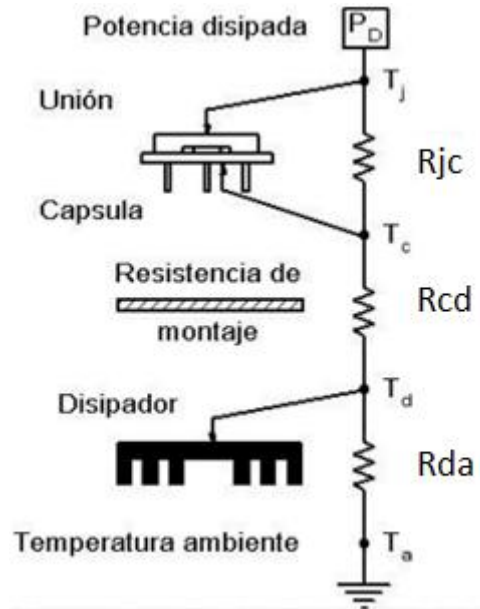


Figura 4.17: Símil eléctrico de la disipación de calor [18]

Siguiendo el símil eléctrico, se puede utilizar la ley de Ohm para tener una expresión del flujo de calor hasta el ambiente:

$$R_{j-a} = R_{j-c} + R_{c-d} + R_{d-a} = \frac{T_j - T_{ambiente}}{P_{\text{pérdidas}}}$$

El valor de la resistencia entre la unión y la capsula viene dada por el fabricante del módulo que se elija. En este caso será de $1.1^{\circ}\text{C}/\text{W}$. El valor de la resistencia térmica entre la capsula y el disipador está determinado por la pasta térmica escogida. En este caso, dada la pasta elegida, será de $0.9^{\circ}\text{C}/(\text{m}\cdot\text{W})$ y el espesor de la pasta será de aproximadamente 35mm .

Como temperatura máxima de la junta se escogerá la resistencia máxima de funcionamiento del módulo escogido, que será de 125°C . Como temperatura ambiente se elegirá 40°C , suponiendo que será la temperatura máxima que se alcanzará durante el año.

Siendo el valor de las pérdidas el calculado en el apartado 4.5.2, el valor de la resistencia térmica del disipador será:

$$R_{d-a} = \frac{T_j - T_{ambiente}}{P_{\text{pérdidas}}} - R_{j-c} - R_{c-d}$$

$$R_{d-a} = \frac{(125 - 40)^{\circ}\text{C}}{12.45\text{W}} - 1.1 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} - 0.9 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{m} \cdot \text{W}} \cdot 35 \cdot 10^{-6}\text{m} = 5.73^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

4. DISEÑO DEL INVERSOR

Se buscará un disipador térmico que tenga una resistencia térmica de $5.73^{\circ}\text{C}/\text{W}$ o inferior. La solución escogida es el modelo SK0450 del fabricante “Fischer Elektronik”. Este modelo tiene el perfil mostrado en la figura 4.18. Se ofertan distintas longitudes de radiador, de las que se elegirá la de 50mm.

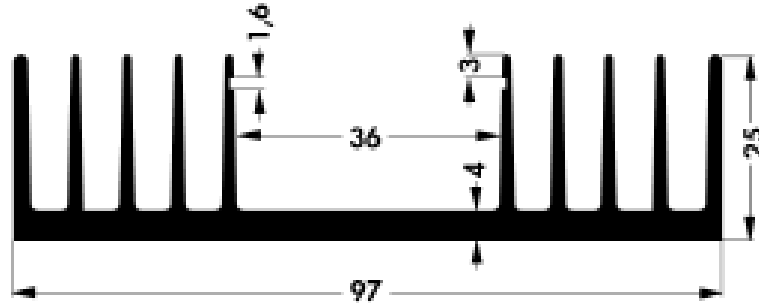


Figura 4.18: Perfil del disipador de calor

La resistencia térmica del disipador puede conocerse a partir de la curva que relaciona la resistencia térmica con la longitud escogida. Sabiendo que se ha escogido una longitud de 50mm se conocerá la resistencia térmica que tendrá el disipador.

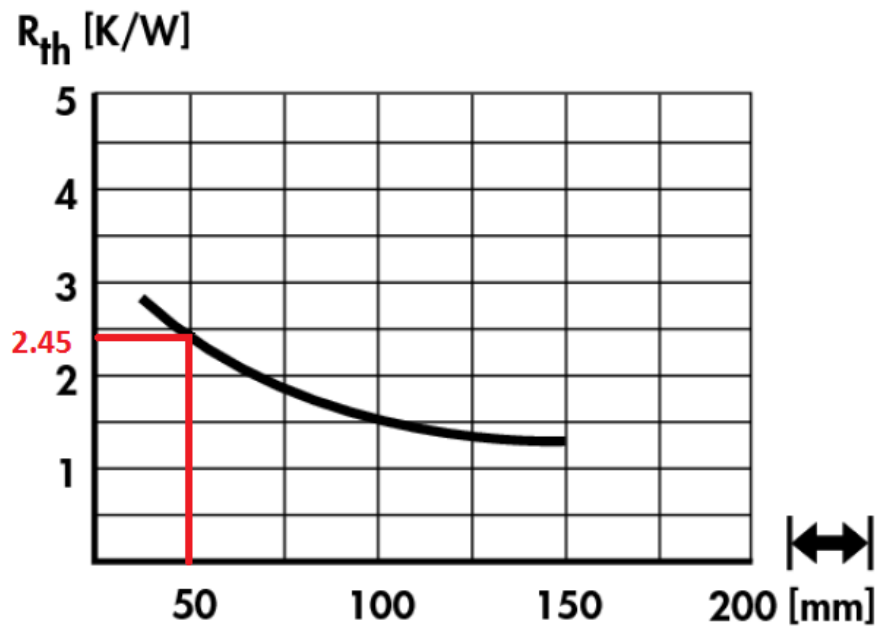


Figura 4.19: Curva resistencia térmica-longitud del disipador de calor

La resistencia térmica del disipador será aproximadamente de $2.45^{\circ}\text{C}/\text{W}$, inferior a los $5.73^{\circ}\text{C}/\text{W}$ calculados, y válido por lo tanto para la presente aplicación.

4.6. Generación de las señales de referencia

La generación de la triangular y de las senoidales de referencia resulta muy sencilla utilizando electrónica digital, mediante el empleo de microprocesadores, por ejemplo. Sin embargo, para este trabajo se optó por realizarla con componentes analógicos.

Se crearán dos tensiones de forma de onda cuadrada de distinta frecuencia. Una de ellas se adaptará para transformarla en la triangular portadora y la otra se usará para obtener las tensiones senoidales de control.

4.6.1. Generación de la onda cuadrada

Para la generación de las ondas cuadradas se ha optado por utilizar un circuito integrado "555". Este circuito puede ser utilizado para proporcionar retardos de tiempo, como un oscilador, y como un circuito integrado flip-flop. Se utilizará el "555" en funcionamiento tipo "Astable". Teniendo una salida con forma de onda cuadrada de ancho predefinido por el diseño del circuito. Se ha optado por la opción del *Astable 555* por sencillez y fiabilidad de los resultados.

Así, se utilizarán dos integrados "555" en el inversor: uno se utilizará para crear la triangular de referencia, y otro para crear la senoidal.

El esquema de montaje del circuito integrado será el mostrado a continuación:

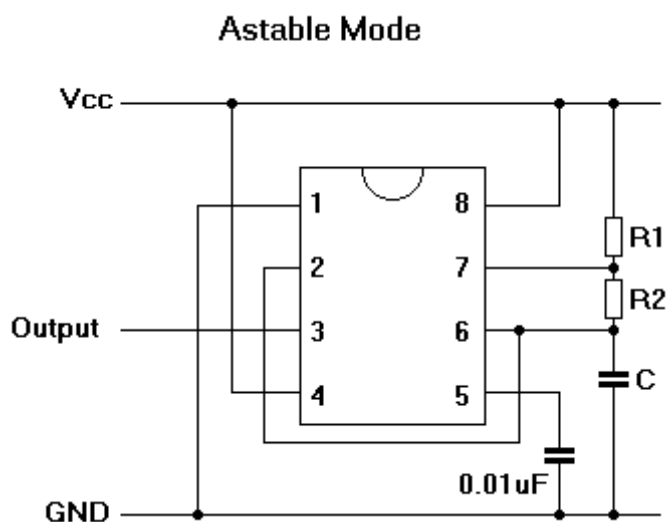


Figura 4.20: Esquema de conexión del 555 en funcionamiento Astable

La amplitud de la onda cuadrada será igual a la tensión con la que se alimente el "555", es decir, la tensión V_{cc} . Para encontrar la frecuencia deseada lo haremos, ajustando los valores de R_1 , R_2 y C siguiendo las siguientes ecuaciones, especificadas por el propio fabricante [19]:

$$t_{C(H)} = C \cdot (R1 + R2) * \ln(2)$$

$$t_{C(L)} = C \cdot R2 * \ln(2)$$

$$T = C \cdot (R1 + 2 \cdot R2) * \ln(2)$$

Siendo:

- $t_{C(H)}$: Tiempo de la señal en alto.
- $t_{C(L)}$: Tiempo de la señal en bajo.
- T : Periodo.

Por lo tanto, se buscarán valores adecuados de las resistencias y en condensador para obtener una cuadrada de 25kHz por un lado, y otra de 50Hz por otro.

Onda cuadrada a 25kHz para la triangular

Para crear la triangular se necesitará una onda cuadrada de 25kHz de frecuencia. Se elegirán las resistencias y el condensador para que los resultados se adecuen a la frecuencia dicha y a un ciclo de trabajo del 50% aproximadamente ($t_{C(H)} \approx t_{C(L)}$).

Los valores escogidos serán los siguientes:

- $R1 = 3.3 \text{ k}\Omega$
- $R2 = 1.982 \text{ M}\Omega$ ($1M8+100K+82K$)
- $C = 15 \text{ pF}$

Se ha querido hacer esta relación de valores de resistencias y condensador pensando en los valores comerciales de ambos elementos, de forma que se puedan conseguir directamente o de forma sencilla.

Onda cuadrada a 50Hz para la senoidal

Se repetirá el método de selección de elementos para la onda cuadrada que se empleará para la senoidal, con la diferencia de que esta vez la frecuencia será de 50Hz.

Los resultados que se tienen para este caso son los siguientes:

- $Ra = 3.3 \text{ k}\Omega$
- $Rb = 950 \text{ k}\Omega$ ($560K + 390K$)
- $C = 15 \text{ nF}$

Para la simulación de la generación de señales la onda cuadrada se simulará mediante una fuente de tensión, debido a que el programa simulador utilizado, PSIM, no posee el modelo del circuito integrado 555 utilizado en la práctica.

4.6.2. Generación de la triangular o portadora

La señal triangular se realizará haciendo pasar por un integrador a la onda cuadrada de 25kHz. El esquema utilizado es el siguiente:

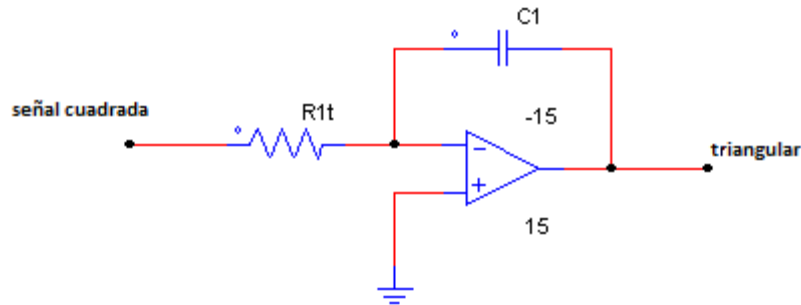


Figura 4.21: Circuito de integración de la onda cuadrada

Se trata de un circuito muy común, cuyo comportamiento viene definido por la siguiente expresión:

$$V_{out}(t) - V_{out}(t_0) = -\frac{1}{R1t \cdot C1} \cdot \int_{t_0}^t V_{in}(t) \cdot dt$$

Se integrará la anterior expresión durante un tiempo t:

$$\Delta V = -\frac{V_{in} \cdot \Delta t}{R1t \cdot C1}$$

Se quiere obtener una tensión triangular de 10V de pico (20V de pico a pico) con una tensión de entrada de 10V. La carga del condensador (y la variación de 20V de tensión) debe realizarse en medio periodo, por lo tanto t tendrá que ser la mitad de la duración de un periodo de la onda cuadrada entrante. Teniendo en cuenta que tiene una frecuencia de conmutación de 25kHz:

$$t = \frac{1}{25000} / 2 = 0.00002s$$

La relación entre el valor de la resistencia y del condensador, por lo tanto, será el siguiente:

$$-20V = -\frac{10 \cdot 0.00002}{Rt \cdot C} \quad \frac{1}{C} = 100000 \cdot Rt$$

Los valores elegidos son los siguientes:

- $Rt = 100\Omega$
- $C = 100nF$

Si simulamos dicho circuito tendremos el siguiente resultado:

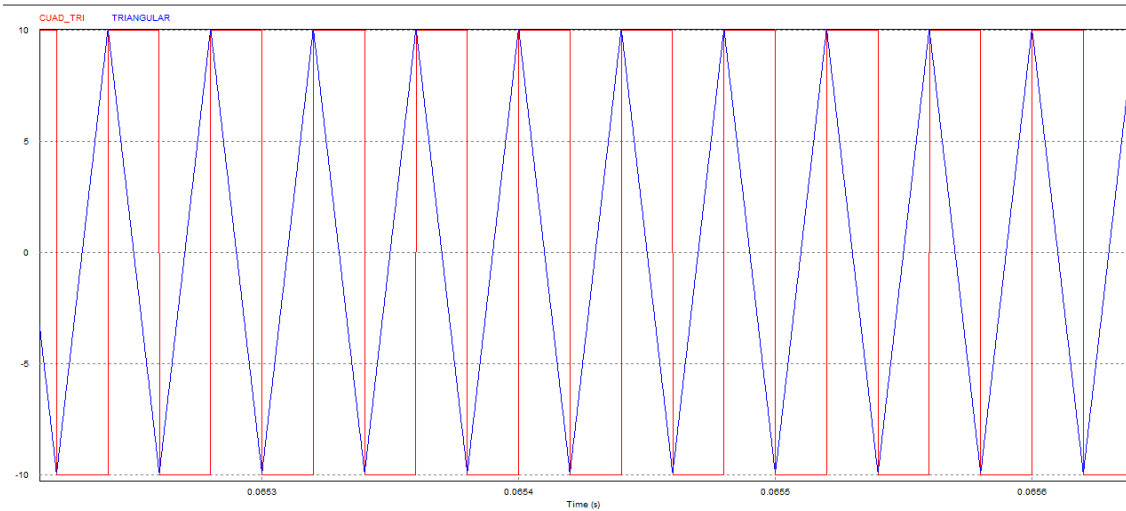


Figura 4.22: Simulación de la forma de onda de entrada y salida del integrador

4.6.3. Generación de las tensiones de control o modulantes

Por otro lado, se tiene la señal cuadrada a 50Hz que se utilizará para tener una senoidal a dicha frecuencia. El circuito mediante el cual se conseguirá dicha senoidal es el mostrado a continuación [19]:

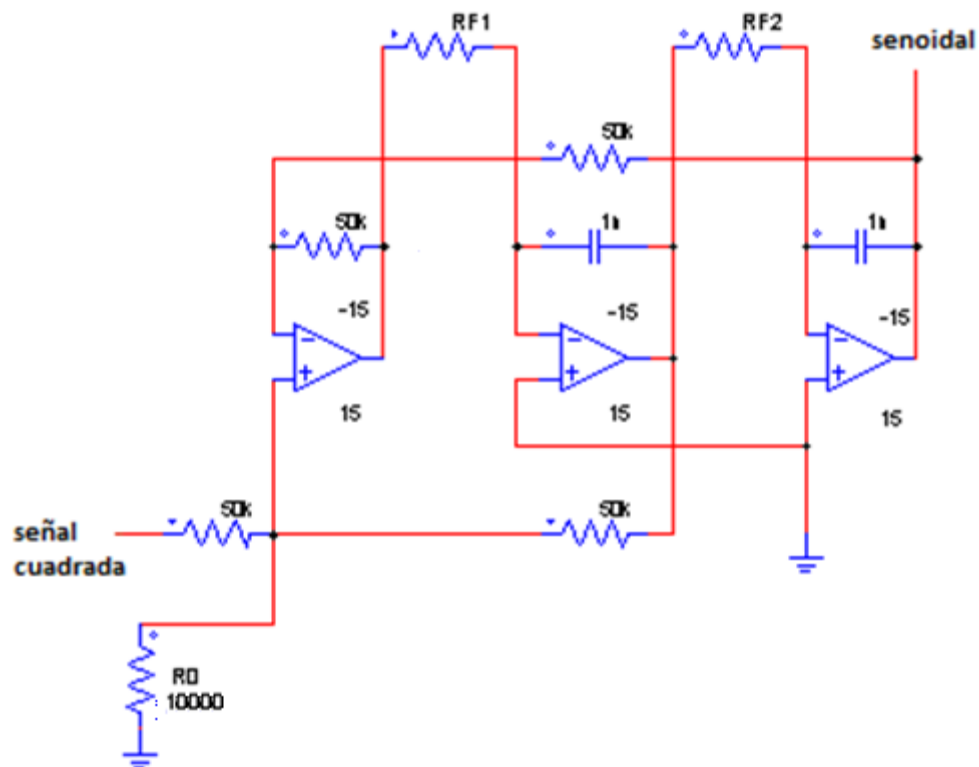


Figura 4.23: Circuito para la generación del seno a partir de la cuadrada

La frecuencia de filtro viene dada por la siguiente expresión:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_f \cdot C}$$

Donde C es el valor de las capacidades, que será de 1nF, y $R_f = R_{f1} = R_{f2}$ [19].

Entrando a la fórmula con el valor de frecuencia de 50Hz se sacará el valor que se elegirá para las resistencias.

$$50 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_f \cdot 1 \cdot 10^{-9}} \rightarrow R_f = 3.18 M\Omega$$

Se elegirá un valor aproximado de $R_f = 3.09 M\Omega$ ($2 M\Omega + 390 k\Omega$). Se simulará mediante el programa "PSIM" el circuito teniendo el siguiente resultado:

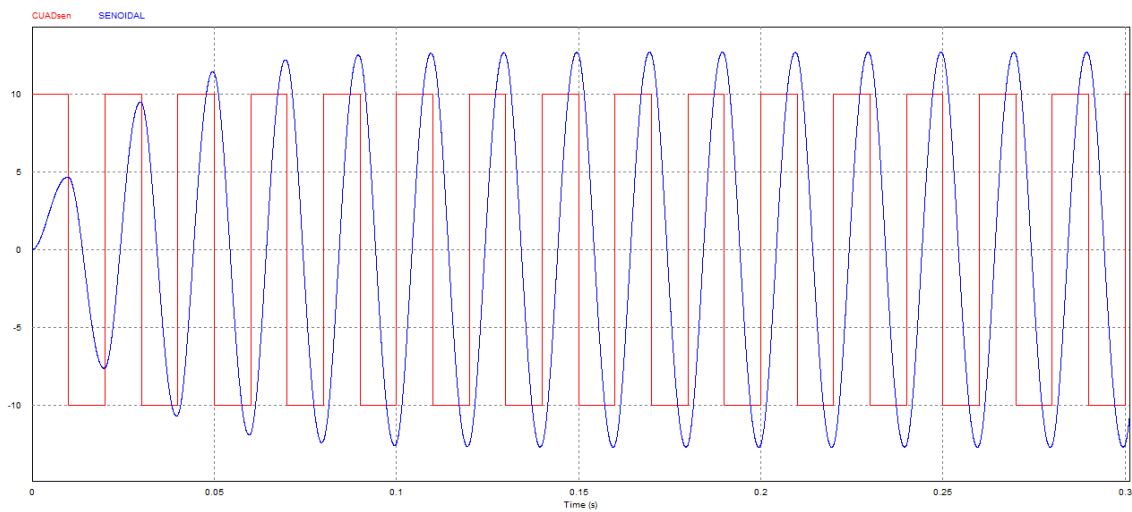


Figura 4.24: Simulación de la forma de onda de entrada y de salida

Como el pico de tensión alterna supera la amplitud deseada, 10V, así que se reducirá este valor aplicando una ganancia al sistema mediante el circuito mostrado en la figura 4.25:

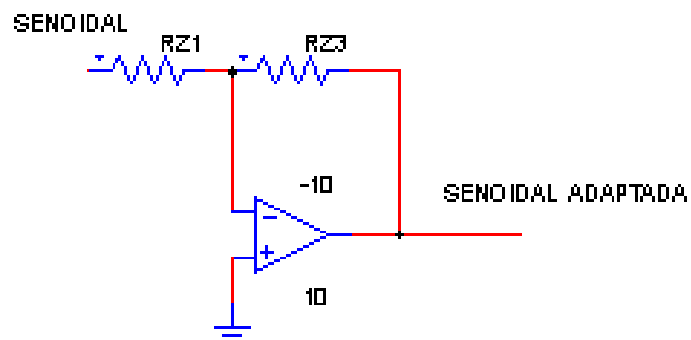


Figura 4.25: Circuito para adaptar la amplitud del seno

El valor de la tensión de salida se calcula mediante la siguiente expresión:

$$V_{salida} = -\frac{V_{entrada}}{RZ1} \cdot RZ3$$

Además de variar el valor de la tensión, se invierte su valor. Este hecho carece de importancia, ya que la senoidal es periódica. Con la herramienta de medición de PSIM se sabe que la amplitud de entrada es de 12.27V. Con este valor de entrada se debe obtener una amplitud de salida de -10V.

$$\frac{V_{entrada}}{RZ1} = \frac{-V_{salida}}{RZ2} \rightarrow \frac{RZ1}{RZ2} = \frac{-V_{salida}}{V_{entrada}} = \frac{-(-10V)}{12.73V} = 0.786$$

Habrà que colocar dos resistencias que cumplan esta relación. Finalmente, se han encontrado los siguientes valores válidos para las resistencias:

$$\rightarrow R1 = 4.17k\Omega \quad (3K9 + 270)$$

$$\rightarrow R2 = 3.3k\Omega$$

Se volverà a simular el circuito añadiendo la ganancia a la salida, obteniendo la siguiente forma de onda:

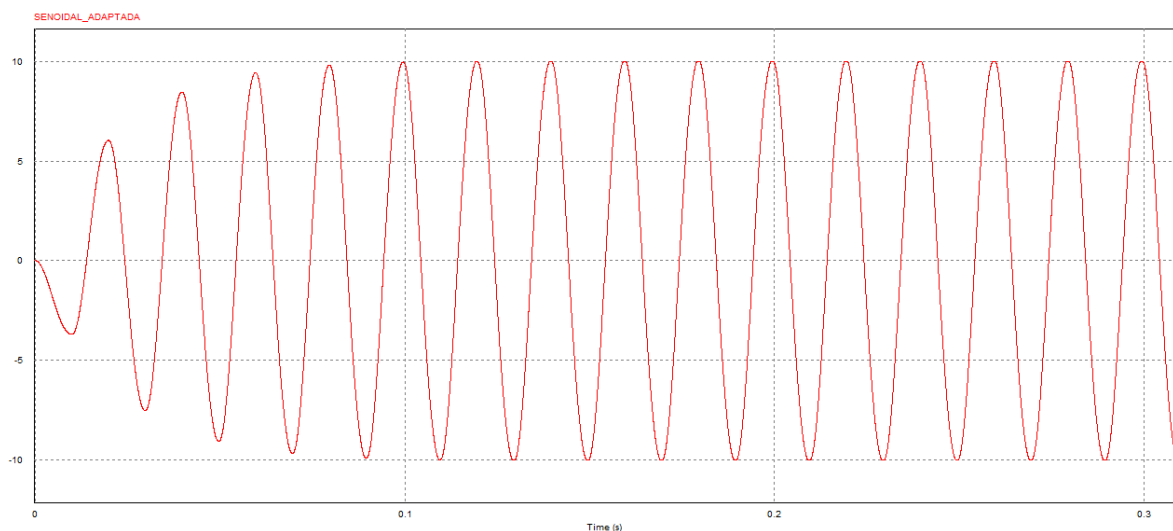


Figura 4.26: Simulación del seno de referencia

4.7. Implementación práctica de la modulación PWM

La modulación elegida es la PWM unipolar. Se tiene la señal triangular y una de las señales de control. Para obtener la segunda señal de control se tendrá que negar la tensión senoidal que ya se tiene. Esto se puede realizar utilizando el circuito de la figura 4.25, pero esta vez aplicando una ganancia unitaria. Para eso se tendrá que $R1=R2$, ya que $R1/R2=1$. Los valores escogidos serán de $1k\Omega$.

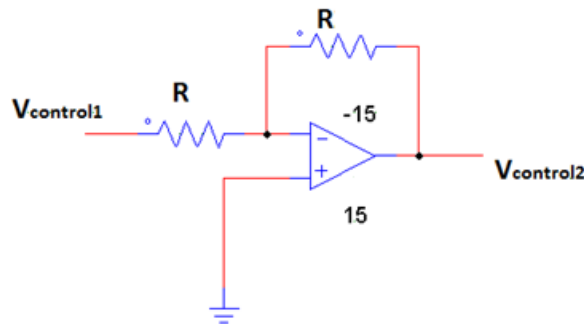


Figura 4.27: Circuito negación de señal

Para comparar la modulante sin negar y la negada con la portadora, se utilizarán comparadores. También habrá que utilizar puertas lógicas “NOT” a la salida de los comparadores, tal y como se muestra en la figura 4.28. Así, se conseguirán las cuatro señales de los interruptores.

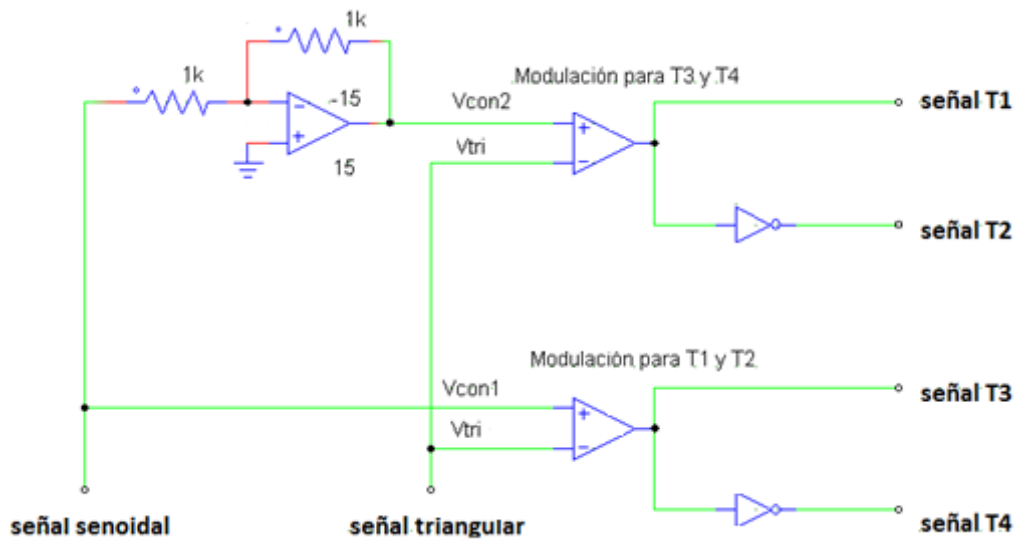


Figura 4.28: Circuito modulación PWM

4.8. El tiempo muerto

4.8.1. Explicación del tiempo muerto

Las órdenes de encendido y de apagado de los interruptores de cada rama son complementarias: cuando un interruptor está abierto el otro está cerrado y viceversa. Idealmente, se supone que los encendidos y apagados de los interruptores son instantáneas. En la realidad esto no es así, y existe un retardo entre la orden de la acción de encendido/apagado y la finalización de la ejecución.

Como el tiempo de apagado es considerablemente mayor que el tiempo de encendido, se esperará a que el semiconductor que esté funcionando se apague del todo para dar la orden de encendido del semiconductor complementario, tal y como está representado en la figura 4.29. Habría que tener en cuenta que, a pesar de no mostrarse en la figura, el tiempo muerto durará hasta que la corriente por el semiconductor llegue a cero.

Así pues, se le denominará tiempo muerto al tiempo de espera desde que se acciona la orden de apagado hasta que el interruptor se apaga completamente.

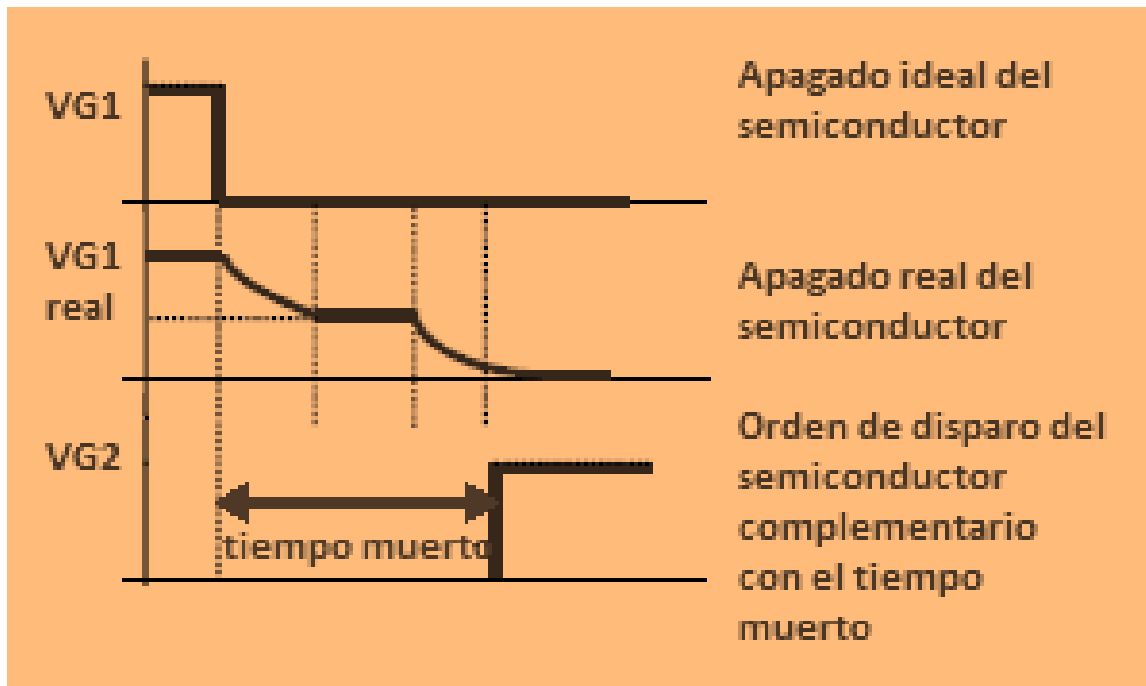


Figura 4.29: Explicación gráfica del tiempo muerto

El módulo de MOSFET-s seleccionado tiene un tiempo de retardo en el apagado de 1550ns, por lo que las señales de encendido tendrán que tener un tiempo muerto mayor, para tener un margen de seguridad. Si no se introdujera el tiempo muerto, se produciría un cortocircuito transitorio.

4.8.2. Implementación del tiempo muerto

La solución escogida para la implementación del tiempo muerto es mediante el uso de un circuito integrado "555". Como se ha dicho en el apartado 4.6.1, una de las aplicaciones del "555" es la de proporcionar retardos de tiempo.

Se hará funcionar el circuito integrado como Multivibrador Monostable para conseguir el retardo de tiempo. En este caso el circuito entrega a su salida un sólo pulso de un ancho establecido por el diseñador (tiempo de duración).

El esquema de conexión es el que se muestra en la figura 4.30.

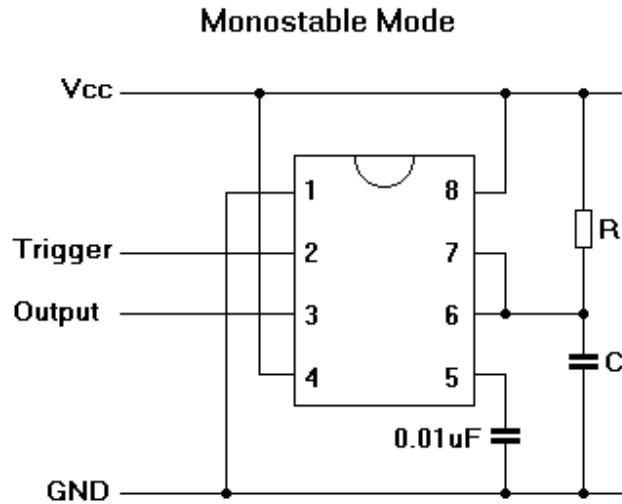


Figura 4.30: Esquema de conexión del 555 en funcionamiento monostable

Cuando la señal de disparo está a nivel alto ($V_{\text{trigger}} = V_{\text{cc}}$) la salida se mantiene a nivel bajo (0V), que es el estado de reposo. Una vez se produce el flanco descendente de la señal de disparo y se pasa por el valor de disparo, la salida se mantiene a nivel alto (V_{cc}) hasta transcurrido un cierto tiempo [20].

La fórmula para calcular el tiempo que la salida está en nivel alto, en segundos, es la siguiente:

$$T = 1.1 \cdot R_1 \cdot C_1$$

Se implementará un tiempo muerto mayor para tener mayor margen, llevándolo hasta casi los 2000ns. Los valores de la resistencia y del condensador para obtener este resultado serán los siguientes:

$$\rightarrow R = 1.2 \text{ k}\Omega$$

$$\rightarrow C = 1.5 \text{ nF}$$

Cada célula de conmutación tiene dos señales de control complementarias. Se conectará una de ellas a la patilla "Trigger" del CI555, de forma que al tener un flanco descendente, se tenga una salida en alto durante un tiempo $t=2000\text{ns}$. Esta salida se hará pasar por una puerta lógica NOT, para tener una señal activa que se desactiva durante un tiempo "t". La salida de este terminal se conectará a una puerta lógica AND junto con la señal complementaria de disparo. Se repetirá la metodología con la segunda señal. Así, cada vez que en una de las señales se tenga una bajada de la tensión modulada de control, se tendrá una orden de retraso de la activación de la señal complementaria. Esta explicación puede entenderse mejor con el análisis del circuito y mostrado en la figura 4.31.

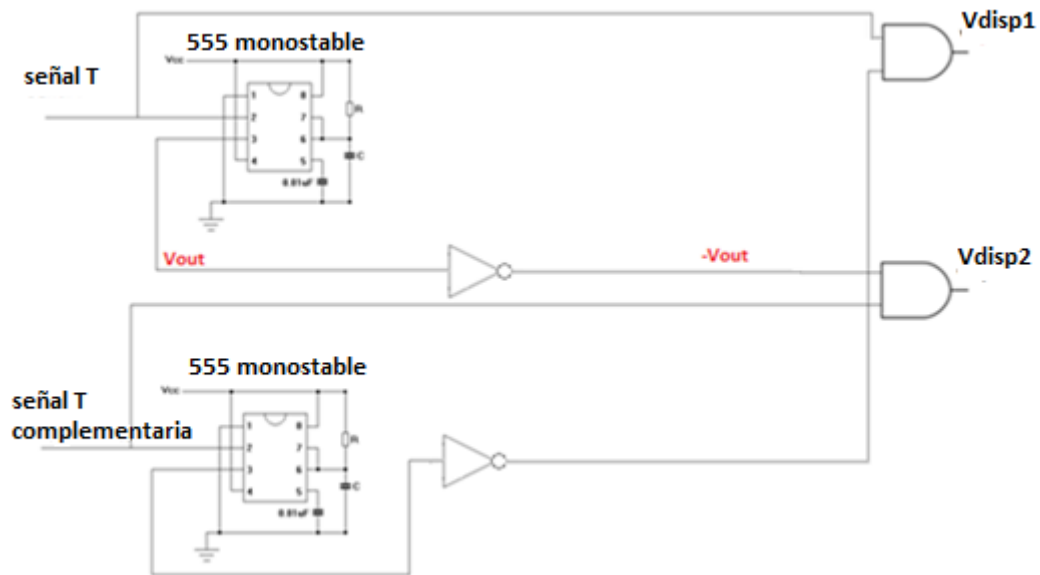


Figura 4.31: Esquema del circuito de implementación del tiempo muerto

A continuación se mostrarán las formas de onda de las órdenes de disparo de dos interruptores complementarios, la salida del 555 del primer interruptor y su negada, y la señal del interruptor complementario con el retraso aplicado (Vdisp2)

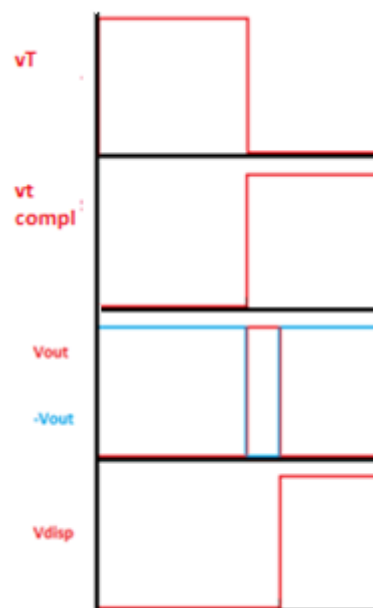


Figura 4.32: Formas de onda en la implementación del tiempo muerto

Como PSIM no dispone del modelo del 555, se utilizará un bloque “Monostable Multivibrador” para realizar la simulación, ya que representa el mismo funcionamiento.

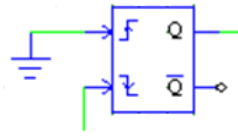


Figura 4.33: Bloque "Monostable Multivibrator"

El 555 tiene una sola salida, sin tener la salida negada que sí ofrece el bloque. Para hacer un circuito representativo, la patilla de negación de salida quedará sin conectar y la negación de la señal se implementará con un bloque más. El circuito de implementación del tiempo de retraso en PSIM será el siguiente:

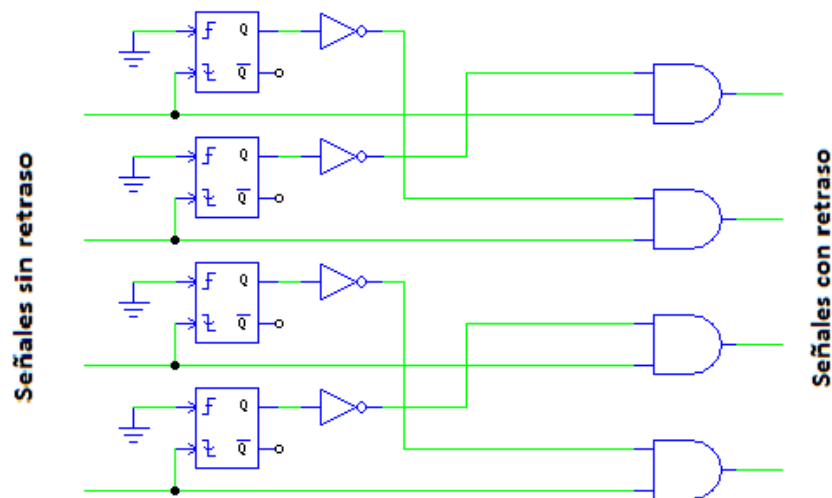


Figura 4.34: Esquema del circuito de implementación del tiempo muerto en PSIM

En los resultados de la simulación analiza el correcto funcionamiento del sistema:

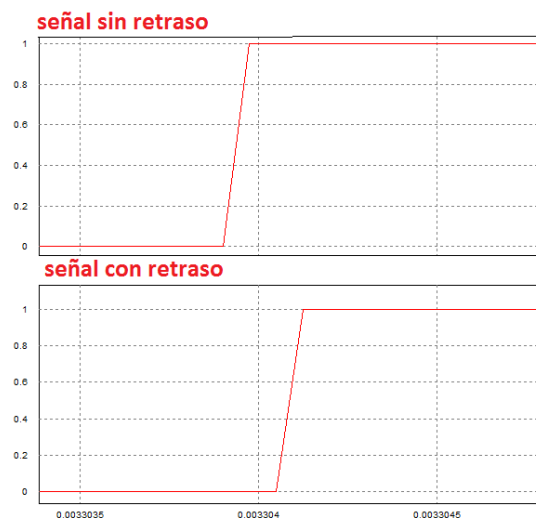


Figura 4.35: Simulación del tiempo de retraso

4.9. Los drivers

El driver es el elemento encargado de adecuar la señal de control de encendido y apagado en función de las exigencias que tenga el semiconductor. Además de la ampliación de las tensiones de control y corriente a los valores necesarios, el driver proporciona aislamiento galvánico y protección contra tensiones bajas de alimentación y cortocircuitos [16].

El driver que se ha seleccionado para esta aplicación es el IR2110, de la compañía “International Rectifier”. Este driver dispone de dos canales independientes de disparo. Así, se tiene una solución compacta para disparar simultáneamente a un transistor MOSFET referido a tierra y a otro referido a un nivel de alta tensión, capaz de oscilar entre +500V y -5V respecto del terminal de tierra. El esquema de conexión del driver se muestra en la figura 4.36.

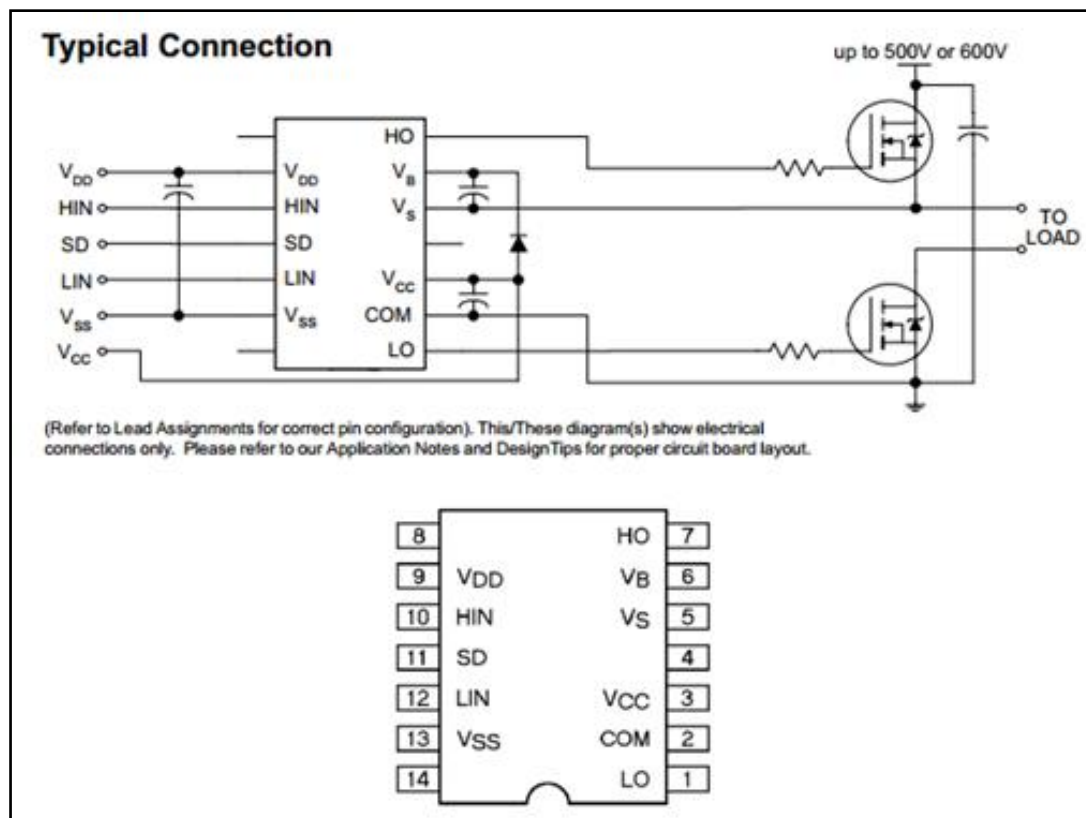


Figura 4.36: Esquema de conexión del driver

Las conexiones de las patas serán las siguientes:

- Pata 1: salida el driver. Se conecta con una de las puertas de los MOSFET-s que se van a controlar.
- Pata 7: salida del driver. Se conecta con la puerta del otro MOSFET.
- Pata 12: entrada de la señal que rige el funcionamiento de la pata 1.
- Pata 10: entrada de la señal que rige el funcionamiento de la pata 7.
- Pata 9: alimentación (10V).
- Patas 2 y 13: conexión a tierra.

Los condensadores conectados entre las patas 2 y 3, y 5 y 6, serán de 1 μF siguiendo especificaciones del fabricante. El diodo evita posibles malfuncionamientos del circuito cuando trabaja en la parte negativa de la onda.

El MOSET que se va a alimentar tolera una corriente de fugas de 0.1mA. Por motivos de seguridad se utilizaran resistencias de gran valor. Este valor será de 10K Ω .

Mediante la patilla 11 se puede detener el funcionamiento del driver. Por seguridad, se conectarán las entradas de ambas señales de referencia a una puerta AND, cuya salida se conectará a la patilla 11, tal y como se muestra en la siguiente figura:

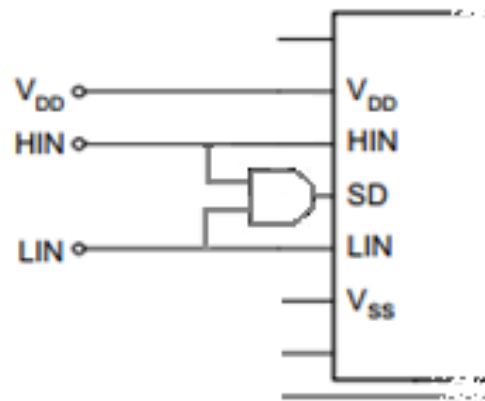


Figura 4.37: Conexión de entrada del driver

Conectando un driver por cada rama del puente completo se tendrán los acondicionamientos de las señales de disparo para los transistores.

5. Control y protecciones del sistema

Hasta ahora, se han determinado y diseñado los componentes necesarios para el funcionamiento del sistema. El siguiente paso será mejorar el funcionamiento de este sistema, implementando sistemas automáticos de control y protección.

5.1. Control de la amplitud de la modulante

Tal y como se ha dicho, la tensión de la batería, aunque sí se mantendrá en un cierto rango, no será fija. Esto supondrá una variación de la tensión de entrada del inversor, que derivará en una variación intolerable de la tensión de salida. Este problema se solucionará implementando un control en lazo abierto que regule la amplitud de la modulante en función de la tensión de entrada.

La relación de la amplitud de la señal modulante con la amplitud de la triangular, será la misma que la relación de la amplitud de la tensión de salida del puente completo con la tensión de entrada en continua. Se quiere una tensión de salida del puente completo de 24 V de fase, y se tiene una amplitud de pico de la triangular de 10V de pico. Conociendo estos valores calcularán las amplitudes de tensión de control para distintas tensiones de batería:

$$\begin{aligned} V_{bat} = 44.8V \rightarrow \frac{V_{sen, sal}}{V_{bat}} &= \frac{24 \cdot \sqrt{2} V}{44.8 V} = 0.761 \rightarrow V_{con} = \frac{V_{sen, sal}}{V_{bat}} \cdot V_{tri} \\ &\rightarrow V_{con} = 0.761 \cdot 10V = 7.61V \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{bat} = 48V \rightarrow \frac{V_{sen, sal}}{V_{bat}} &= \frac{24 \cdot \sqrt{2} V}{48 V} = 0.7071 \rightarrow V_{con} = \frac{V_{sen, sal}}{V_{bat}} \cdot V_{tri} \\ &\rightarrow V_{con} = 0.7071 \cdot 10V = 7.071V \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{bat} = 51.2V \rightarrow \frac{V_{sen, sal}}{V_{bat}} &= \frac{24 \cdot \sqrt{2} V}{51.2 V} = 0.663 \rightarrow V_{con} = \frac{V_{sen, sal}}{V_{bat}} \cdot V_{tri} \\ &\rightarrow V_{con} = 0.663 \cdot 10V = 6.63V \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{bat} = 57.6V \rightarrow \frac{V_{sen, sal}}{V_{bat}} &= \frac{24 \cdot \sqrt{2} V}{57.6 V} = 0.589 \rightarrow V_{con} = \frac{V_{sen, sal}}{V_{bat}} \cdot V_{tri} \\ &\rightarrow V_{con} = 0.589 \cdot 10V = 5.89V \end{aligned}$$

Existe, por lo tanto, una relación entre el aumento de la tensión de la batería y la reducción de la amplitud de la modulante. Estos resultados se plasmarán en una gráfica para analizar la variación de la amplitud de la modulante en función de la tensión de la batería. Esta gráfica es la mostrada en la figura 5.1.

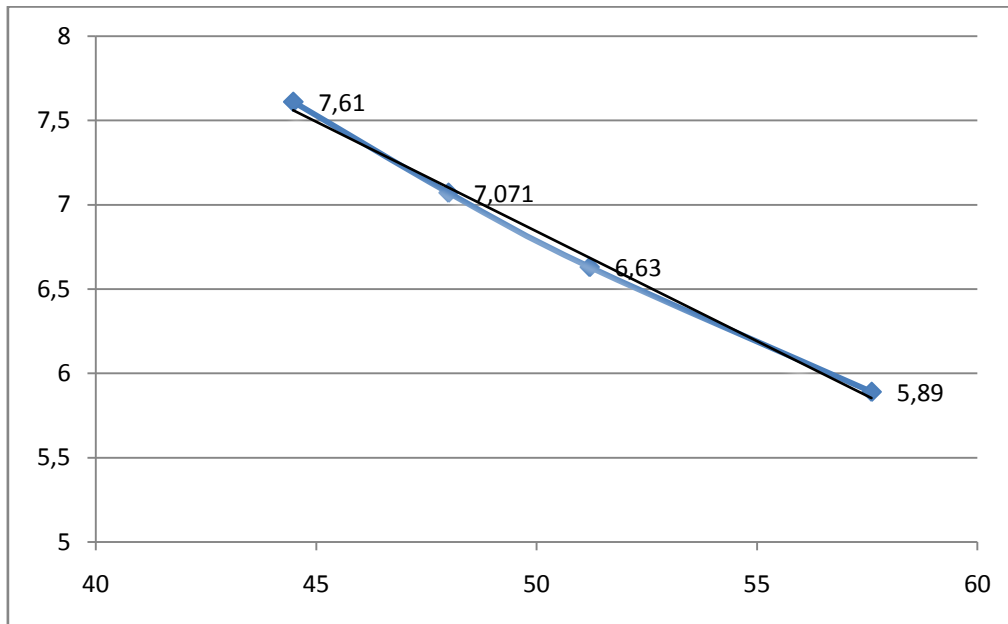


Figura 5.1: Variación de la amplitud del seno en función de la tensión de la batería

Como la tensión de pico de la triangular es de 10V, se limita la amplitud de la modulante a este valor de tensión. La variación real no será lineal, pero se aproximará una linealidad con la horquilla de datos en los que se moverá la batería, es decir, los valores calculados. Se calculará la tensión de batería para la que se tendrá el máximo valor de modulación:

$$\frac{57.6 - 44.8}{5.89 - 7.63} = \frac{57.6 - x}{5.89 - 10} \rightarrow x = 27.01V$$

Habrà que hacer una disminuci3n de la amplitud de la modulante proporcional al aumento de tensi3n que se tenga a partir de este valor. Por lo tanto, lo primero que se tiene que saber es la tensi3n que se tiene por encima de los 27.01 V. Esto se podr3a realizar directamente con un restador, pero como se estar3a trabajando con valores relativamente grandes de tensi3n, se optar3a por instalar en primer lugar un divisor de tensi3n.

Se elige trabajar con valores de tensi3n de una quinta parte de las tensiones reales. Las resistencias del divisor de tensi3n tendr3n que cumplir por lo tanto la siguiente relaci3n:

$$\frac{R_b}{R_a + R_b} = \frac{1}{5}$$

Se seleccionar3n valores grandes de resistencias para no tener p3rdidas significativas en el sistema. Los valores seleccionados son los siguientes:

$$\rightarrow R_a = 27.2 \text{ k}\Omega$$

$$\rightarrow R_b = 6.8 \text{ k}\Omega$$

Además, para poder trabajar con la tensión del divisor y que el funcionamiento sea el deseado, habrá que poner un seguidor de tensión.

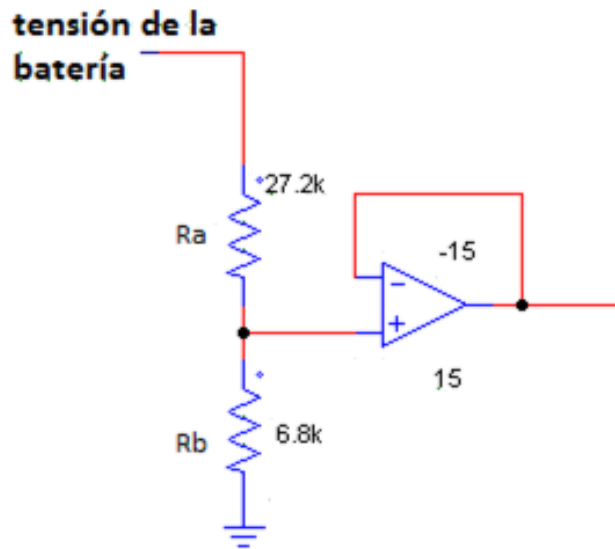


Figura 5.2: Esquema del circuito de medición de tensión

Como se está trabajando con una quinta parte de los valores de tensión reales, la tensión que se deberá restar será:

$$V_{\text{restar}} = \frac{27.01}{5} \approx 5.4V$$

Una vez acondicionadas las tensiones, se implementará el circuito restador mencionado anteriormente. En este circuito, además, se tendrá una ganancia con la que se conseguirá la reducción de tensión escalada que se necesita.

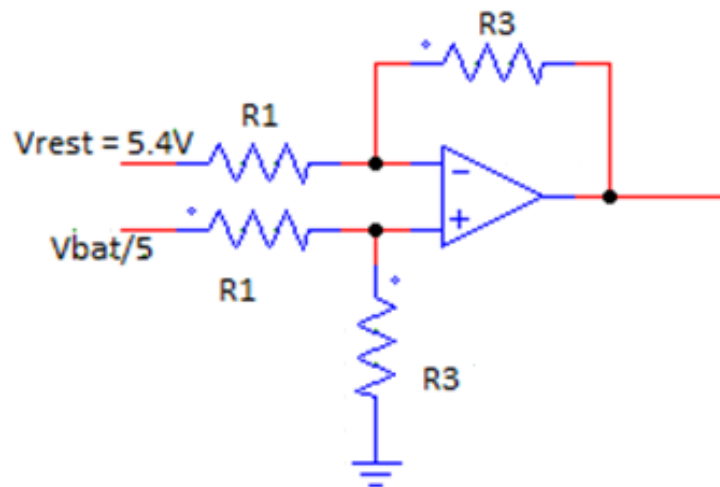


Figura 5.3: Esquema del circuito restador

La tensión de salida de este circuito está definida por la siguiente expresión:

$$V_{sal} = (V_{(+)} - V_{(-)}) \cdot \frac{R_3}{R_1}$$

Como la tensión de salida es la diferencia entre la modulante y la portadora de 10V de pico, el valor de esta (V_{sal}) será de $10V - V_{con}$.

Como se conocen los distintos valores de amplitud de la modulante que se tienen que tener para distintas tensiones de batería, se puede determinar la relación de las resistencias que se tienen que utilizar.

$$\text{Tensión de salida del restador: } V_{sal} = 10V - V_{con} = \left(\frac{V_{bat}}{5} - 5.4V \right) \cdot \frac{R_3}{R_1}$$

$$\text{Para } V_{bat} = 44.8V \rightarrow V_{con} = 7.61V \rightarrow \frac{R_3}{R_1} = 0.67$$

$$\text{Para } V_{bat} = 57.6V \rightarrow V_{con} = 5.89V \rightarrow \frac{R_3}{R_1} = 0.67$$

Se cumple la relación de resistencias. Los valores de resistencias elegidos serán los siguientes:

$$\rightarrow R_1 = 1k\Omega$$

$$\rightarrow R_3 = 670\Omega$$

Así, se tendrá se tendrá en cada caso la tensión que se debe restar a los 10V de amplitud máxima para mantener la salida de la tensión del puente completo en 24V eficaces. Se empleará un segundo circuito restador de ganancia unidad, en el que se tendrá $R_1 = R_3 = 1k\Omega$.

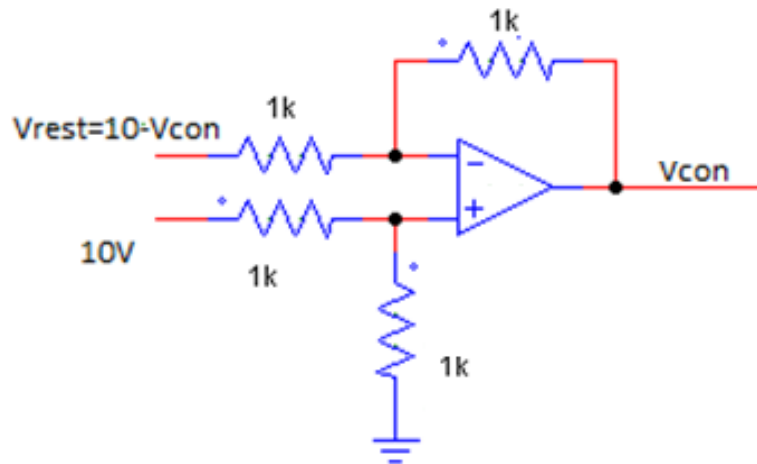


Figura 5.4 Esquema del segundo circuito restador

Uniendo los diferentes apartados, se tendrá la estructura de control completa en lazo abierto, mostrada en la figura 5.5.

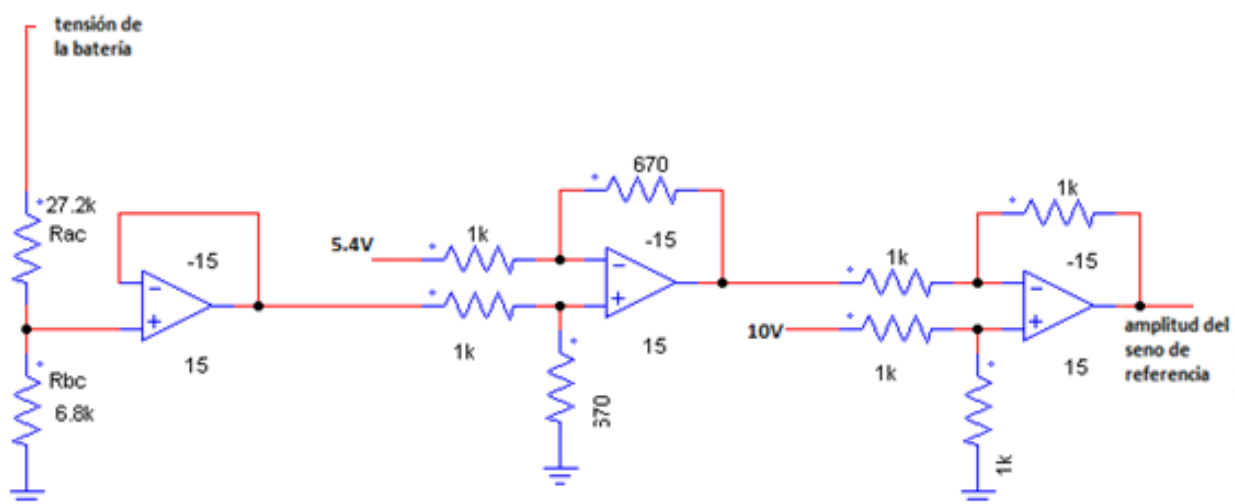


Figura 5.5: Circuito de control

5.2. Protección frente a sobretensiones a la entrada del MOSFET

Para proteger los semiconductores frente a sobretensiones, se colocarán dos diodos Zener enfrentados a la salida del driver, es decir, a la entrada de la puerta de los MOSFET-s.

Como se sabe, el diodo Zener es un diodo construido para que funcione en la zona de ruptura. Si a un diodo Zener se le aplica una corriente eléctrica del ánodo al cátodo, en polarización directa, toma las características de diodo básico, pero si se le suministra corriente eléctrica de cátodo a ánodo, en polarización inversa, el diodo solo dejara pasar una tensión constante. Por lo tanto, el diodo Zener debe ser polarizado al revés para que adopte su característica de regulador de tensión.

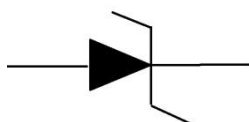


Figura 5.6: Icono de un diodo Zener

Se dispondrán dos diodos Zener enfrentados entre sí, conectados a la entrada de los MOSFET-s por un lado, y a la toma de tierra por otro. Teniendo los diodos Zener enfrentados entre sí se consigue una protección frente a sobretensiones positivas y negativas.

El modelo de diodo Zener seleccionado es el 1N4745A de la compañía "VISHAY". Tiene una tensión Zener de 16V. Las puertas de los MOSFET-s del módulo elegido soportan una tensión de $\pm 20V$. Con estos diodos Zener se limita la tensión a $\pm 16V$, dando así un margen de seguridad.

La conexión de los diodos Zener quedará tal y como se muestra en la figura 5.7.

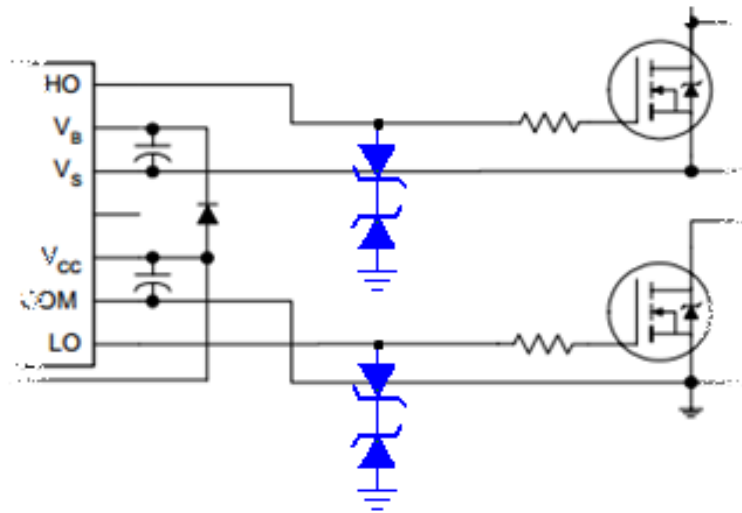


Figura 5.6: Diodos Zener a la salida del driver

5.3. Protección frente a sobrecorrientes en el sistema

Por otro lado, se quiere hacer una protección del sistema frente a sobrecorrientes. Este sistema de protección se basará únicamente en la desconexión del sistema con la detección de sobrecorrientes.

Esto se llevará a cabo midiendo la corriente mediante sensores de efecto "Hall". Estos sensores son una forma eficaz de medir la corriente por una línea o cable sin necesidad de realizar ninguna conexión. Al circular corriente por la línea, el sensor medirá variaciones en el campo magnético creado por la corriente y se inducirán corrientes proporcionales como consecuencia de la ley de Faraday y Lenz. En la figura 5.7 se puede ver un esquema del funcionamiento de este tipo de sensores.

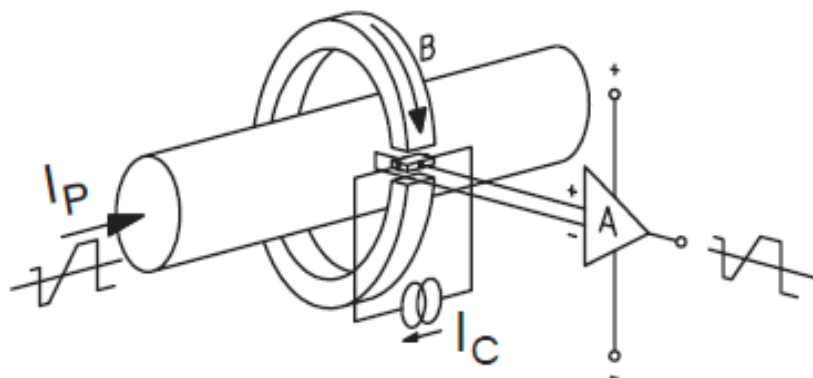


Figura 5.7: Esquema del funcionamiento de un sensor LEM de efecto Hall



Figura 5.8: Ejemplo de sensores de corriente basados en efecto “Hall” reales

Estos sensores presentan la ventaja de ser compactas y aisladas. Por contra, su coste se presenta como principal inconveniente. A pesar de todo, se utilizarán en la presente aplicación para proteger el inversor y las cargas frente a sobrecorrientes.

Para seleccionar un modelo de sensor de corriente basando en el efecto “Hall” habrá que determinar en primer lugar la máxima corriente que puede tolerar el sistema. Los semiconductores del puente completo toleran intensidades de corriente superiores a los 60A, por lo que no serán los principales limitantes de intensidad de corriente. Al tratarse de un sistema de 300W, en funcionamiento normal se tendrá una corriente de 12.5 A eficaces en el primario del transformador, que equivaldrá a una corriente de pico de 17.68 A. Se sobredimensionara este valor hasta los 21 A de pico de corriente.

Se ha seleccionado el modelo LA 100-P/SP13 del fabricante “LEM”. Este sensor tiene una corriente nominal de 100 A y un ratio de conversión de 1:1000. Por lo tanto, cuando se tengan 21 A por el conductor se tendrán 21mA de salida en el sensor.

Acondicionamiento de la señal

Lo primero que se tendrá que hacer es extraer un valor de tensión a partir de esta corriente de salida del sensor. Esto se realizará mediante una resistencia entre el sensor y tierra. Se colocará un condensador en paralelo a esta resistencia para estabilizar la tensión frente a bruscas variaciones. Se colocará un seguidor de tensión para trabajar posteriormente con el valor de tensión proporcional a la corriente.

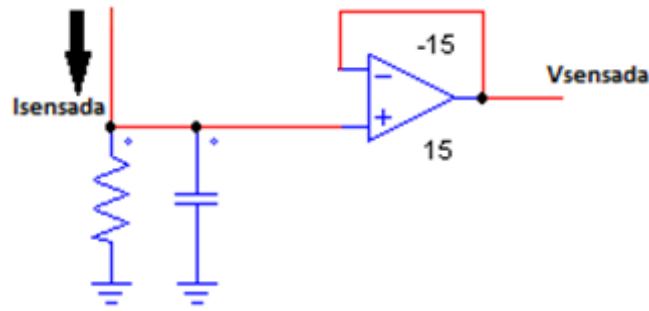


Figura 5.9: Acondicionamiento de la señal

Los valores de resistencia y condensador a instalar serán los siguientes:

- $R = 250\Omega$
- $C = 1\mu F$

Con este valor de resistencia, se tendrán 5.25V de tensión como consecuencia del sensado cuando circulen los 21 A del límite.

Limitación de corriente

Se tendrá que limitar la corriente tanto por su límite superior como por su límite inferior:

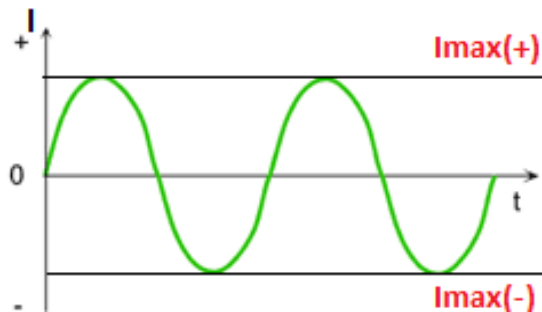


Figura 5.10: Límites de la corriente alterna

Para lograr este comportamiento, hay que comparar el valor medido con el correspondiente al límite superior por un lado, y con el correspondiente al límite inferior por otro utilizando un segundo comparador. Se quiere tener una señal que se encuentre encendida por cada comparador mientras se le permita al inversor estar en funcionamiento, y que se apague cuando detecte algún error.

Por un lado, se limitará la tensión por el límite positivo llevando la señal del sensor a la patilla negativa del comparador, y conectando la tensión correspondiente a la corriente máxima (+21 A \rightarrow 5.25 V) a la patilla positiva.

Por otro lado, y siguiendo el mismo razonamiento, se tendrá que limitar la corriente por el límite inferior. Se invertirá la tensión proporcional a la corriente con un circuito como el de la

figura 4.27 para trabajar con tensiones positivas, ya que la tensión correspondiente al límite de corriente será el mismo que se utilice para la referencia del límite negativo.

En cada uno de los dos comparadores se implementará una histéresis para evitar que el dispositivo pueda estar conmutando como consecuencia del ruido en la señal de medición. El sistema de histéresis se implementará colocando dos resistencias RH1 y RH2. El esquema que se tiene es el mostrado en la figura 5.11.

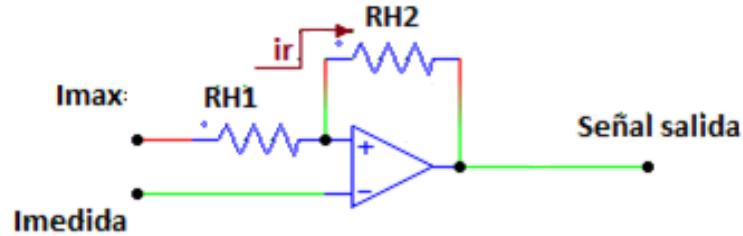


Figura 5.11: Esquema del circuito de histéresis para el desborde del límite inferior

Como se ha dicho, la tensión de referencia para el límite de corriente es de 5.25V y se tendrá conectada a la patilla positiva del comparador, mientras que la tensión proporcional a la corriente medida estará conectada a la patilla negativa. El valor de 5.25V se tendrá cuando la amplitud de la corriente llegue a 21 A. En ese momento, comparador dará un cero a la salida, y este cero se mantendrá hasta que la amplitud de la corriente baje a 16 A, donde volverá a funcionar con normalidad. El límite inferior de la histéresis, por lo tanto, quedará en 4.2V.

El circuito se lleva a cabo comparando la tensión de la patilla positiva con la tensión de la patilla negativa. El valor de estas tensiones será el siguiente:

$$V(-) = I_{medida} [V]$$

$$V(+) = I_{max} [V] - i_r[A] \cdot R_{H1}[\Omega]$$

Siendo Vs la tensión de la señal de salida, el valor de la corriente ir será:

$$i_r = \frac{I_{max}[V] - V_s[V]}{R_{H1}[\Omega] + R_{H2}[\Omega]}$$

Una vez que se conoce este valor se puede determinar el valor de la tensión de la patilla positiva:

$$V(+) = I_{max} [V] - \frac{I_{max}[V] - V_s[V]}{R_{H1}[\Omega] + R_{H2}[\Omega]} \cdot R_{H1}[\Omega]$$

$$V(+) = I_{max} [V] \left(1 - \frac{R_{H1}[\Omega]}{R_{H1}[\Omega] + R_{H2}[\Omega]}\right) - V_s[V] \cdot \frac{R_{H1}[\Omega]}{R_{H1}[\Omega] + R_{H2}[\Omega]}$$

Para simplificar los cálculos, se le denominará I_{max}^* al término " $I_{max} \cdot (1 - \frac{RH1}{RH1+RH2})$ ", por lo tanto:

$$V(+) = I_{max}^* + V_s \cdot \frac{RH1}{RH1 + RH2} [V]$$

El comparador dará una tensión de 10V cuando $V(+)>V(-)$, y 0V cuando $V(+)<V(-)$, funcionando de la siguiente manera:

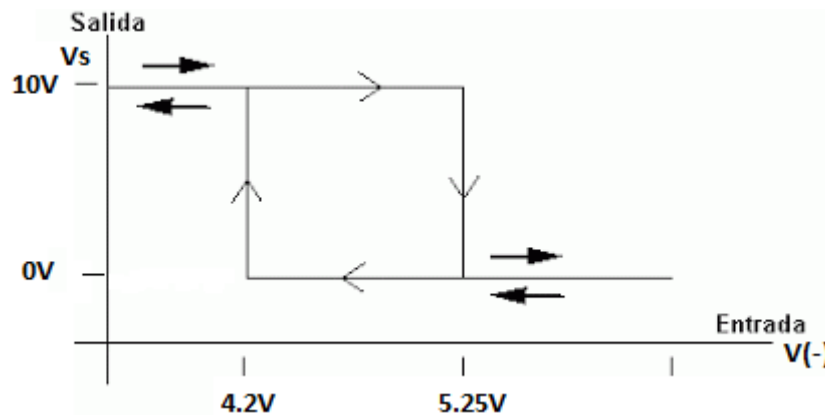


Figura 5.11: Ciclo de histéresis

Solamente quedará determinar la relación entre resistencias:

$$\text{Si } V_s = 0 \rightarrow V(+) = I_{max}^* = 4.2V$$

$$\text{Si } V_s = 10V \rightarrow V(+) = I_{max}^* + 10V \cdot \frac{RH1}{RH1+RH2} = 5.25V = 4.2V + 10V \cdot \frac{RH1}{RH1+RH2}$$

$$\frac{RH1}{RH1 + RH2} = 0.105$$

Una de las opciones de resistencias para la aplicación será utilizar los siguientes valores:

$$\rightarrow RH1 = 2.7 \text{ k}\Omega$$

$$\rightarrow RH2 = 23 \text{ k}\Omega \text{ (22K+1K)}$$

Una vez que se conocen estos valores, se puede determinar el valor real de referencia con el que se alimentarán los comparadores:

$$I_{max}^* = I_{max} \cdot \left(1 - \frac{RH1}{RH1 + RH2}\right) \rightarrow I_{max} = 4.7V$$

Para obtener este valor de referencia se utilizará un divisor de tensión conectado a la alimentación, que se supondrá de 10V.

Las dos señales de salida del comparador se llevarán a una AND. La idea sería dividir la salida de esta puerta lógica en cuatro y llevarlas a un segundo grupo de puertas AND junto con cada señal de disparo de driver. Como estas señales de disparo de los drivers vienen de otras

puertas AND correspondientes al circuito de implementación de retardo, se sustituirán estas puertas lógicas de dos entradas por otras de tres entradas incorporando las señales protección frente a sobrecorrientes. Así se conseguirá minimizar la utilización de elementos, y por lo tanto, el coste del sistema.

El esquema completo del sistema de protección contra sobrecorrientes, que incluye el sensado de corriente y el comparador con histéresis, es el mostrado en la figura 5.12.

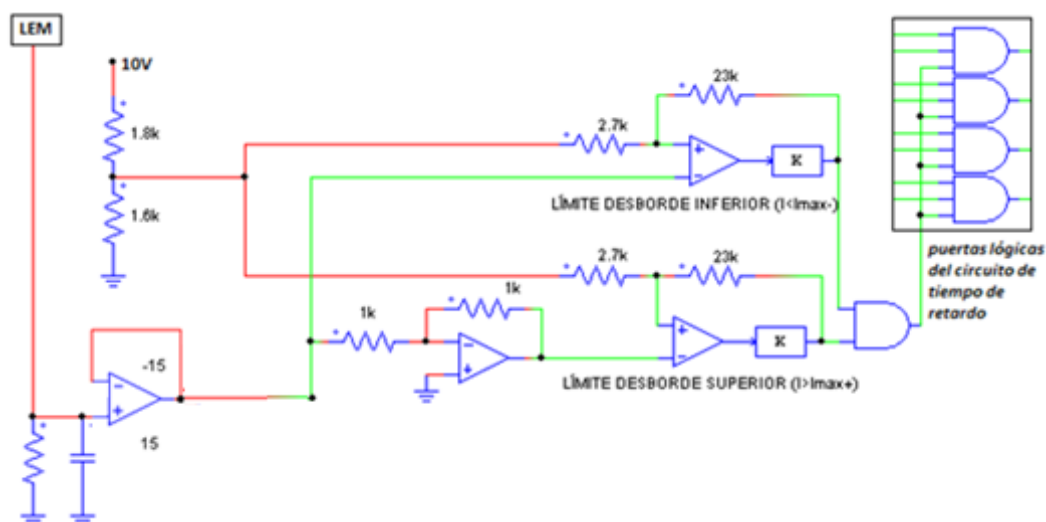


Figura 5.12: Esquema completo de la protección contra sobrecorriente

Nota: PSIM da 1 o 0 a la salida del comparador. Se pone ganancia $K=10$ a la salida del comparador para que la tensión ascienda a 10V.

Se probará el funcionamiento del sistema de sobreprotección haciendo medir al sensor de efecto "Hall" una corriente que incremente su valor progresivamente, y posteriormente descienda hasta su punto de partida. Los resultados de la simulación se mostrarán en la figura 5.13.

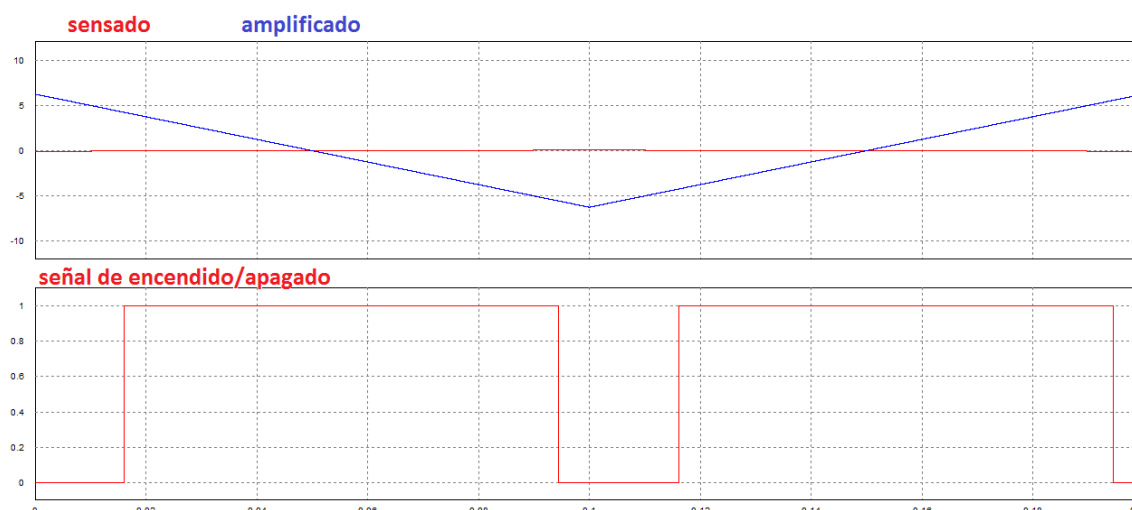


Figura 5.13: Simulación de la protección contra sobrecorrientes

6. SIMULACIONES DEL SISTEMA

Se realizarán distintas simulaciones para validar el funcionamiento del sistema diseñado.

6.1. Variación de la tensión de la batería

Tensión de salida del inversor con una variación lineal de la tensión de la batería

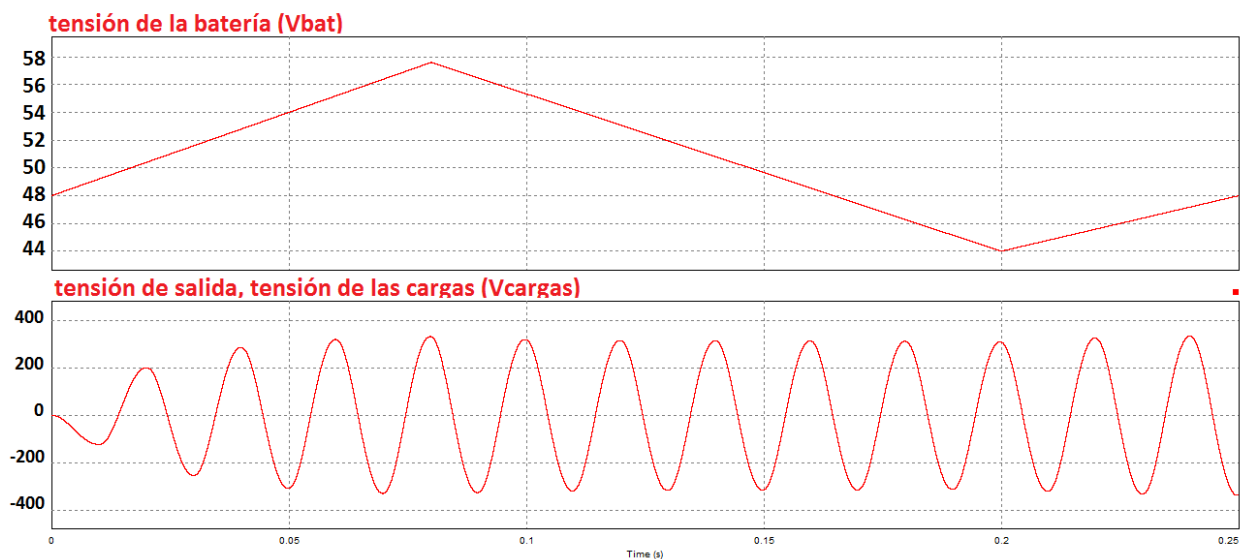


Figura 6.1: Variación de la tensión de batería y tensión de salida del inversor

Tensión de salida del inversor con un escalón descendente de variación de la tensión de la batería

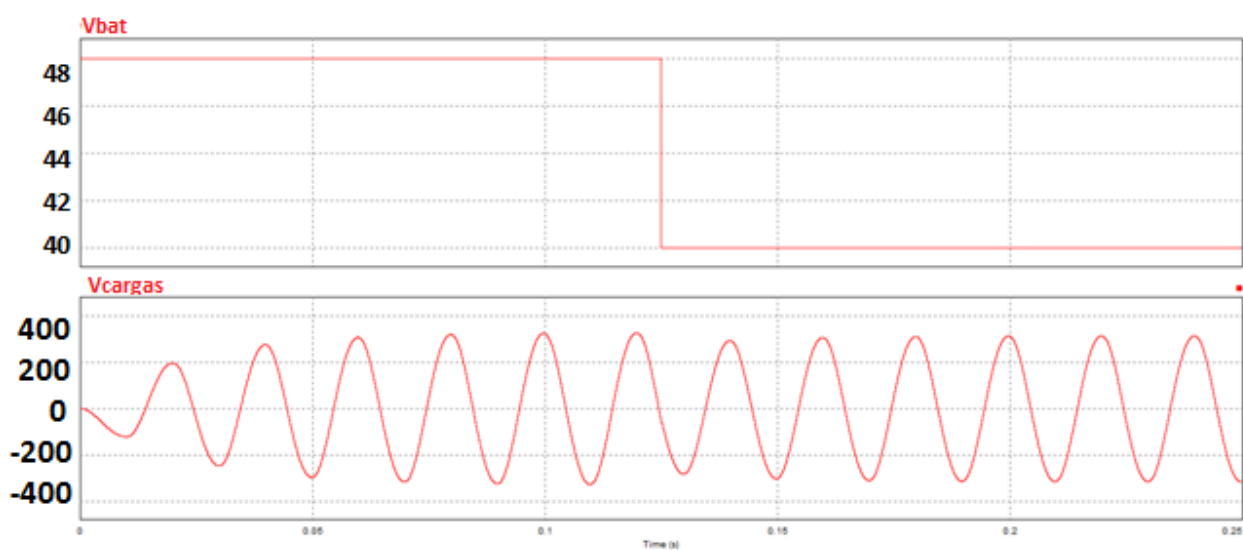


Figura 6.2: Escalón descendente en la tensión de batería y variación tensión de salida

Tensión de salida del inversor con un escalón ascendente de variación de la tensión de la batería

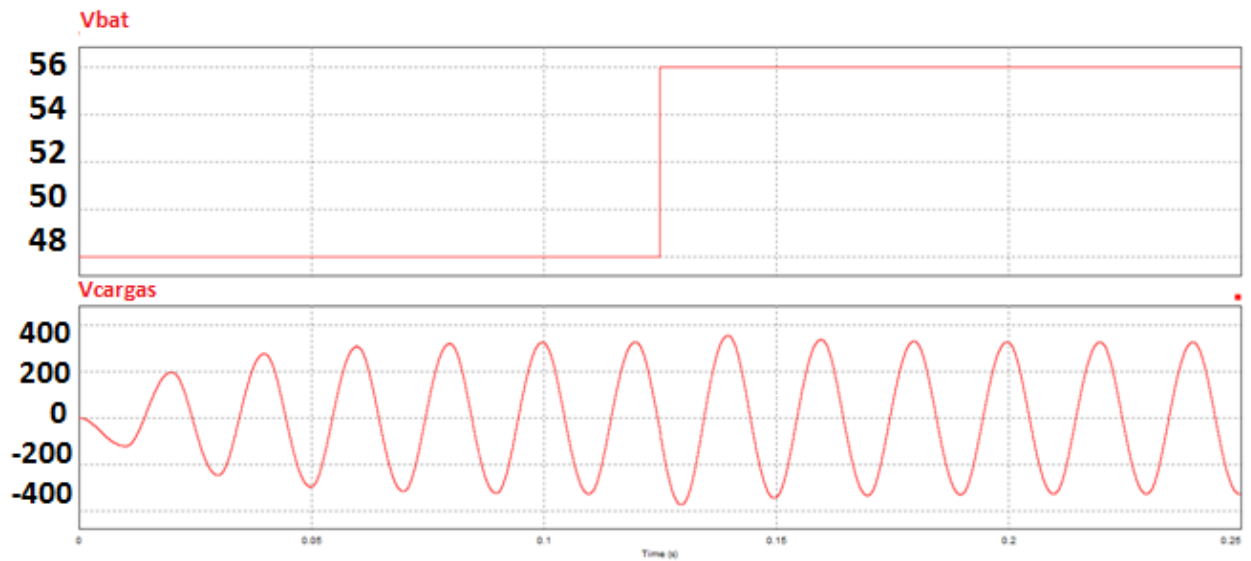


Figura 6.3: Escalón ascendente en la tensión de batería y variación tensión de salida

Analizando los distintos ensayos de variación de tensión de entrada los que ha sido sometido el sistema, se concluye que el sistema de control funciona correctamente.

6.2. Variación en la carga

Sistema trabajando con $P < P_N$

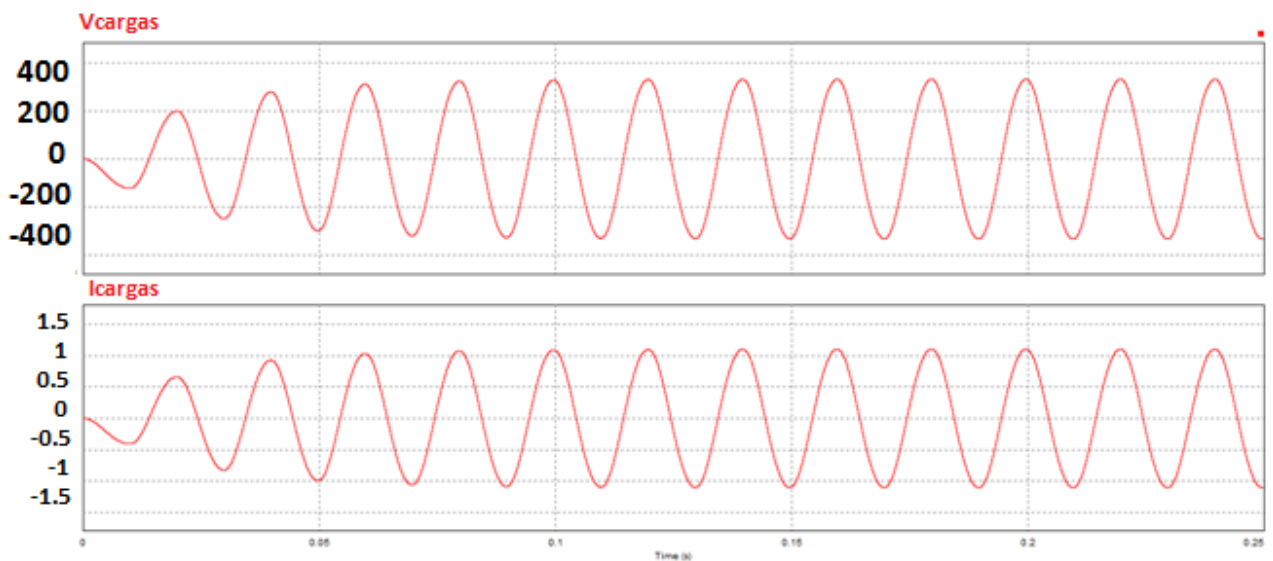


Figura 6.4: Tensión y corriente de salida con un consumo de potencia inferior al nominal

Sistema trabajando con $P > P_N$

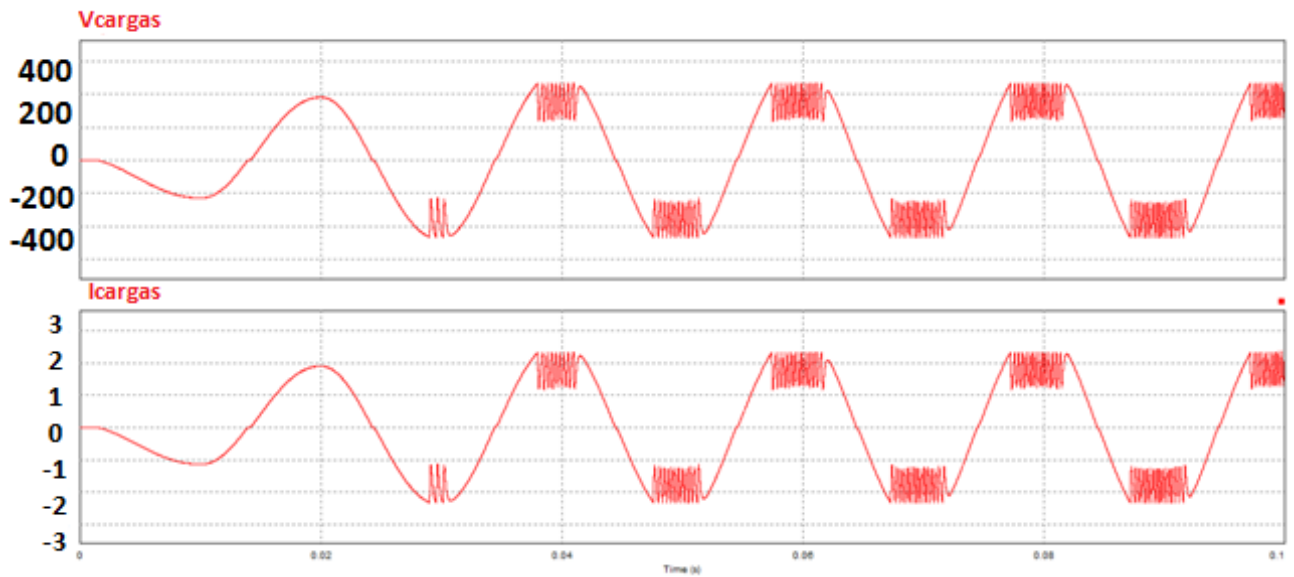


Figura 6.5: Tensión y corriente de salida con un consumo de potencia superior al nominal

Al superar los límites nominales de potencia, se tendrán sobrecorrientes que provocarán que el sistema de protección entre en funcionamiento. Se comprueba así el correcto funcionamiento del sistema de protección frente a sobrecorrientes.

Inserción escalón ($P < P_N$) en la carga durante un tiempo "t" ($P_N/2$; P_N ; $P_N/2$)

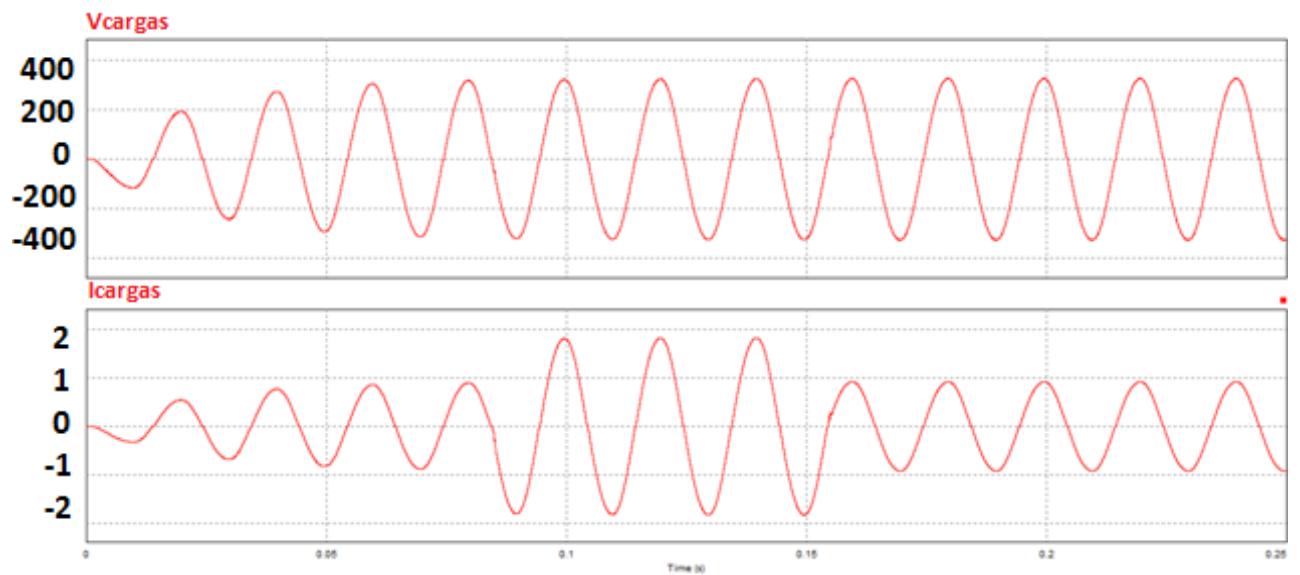


Figura 6.6: Tensión y corriente con un escalón en la carga, sin superar la potencia nominal

Insertión escalón ($P > P_N$) en la carga durante un tiempo t (P_N ; $2 \cdot P_N$; P_N)

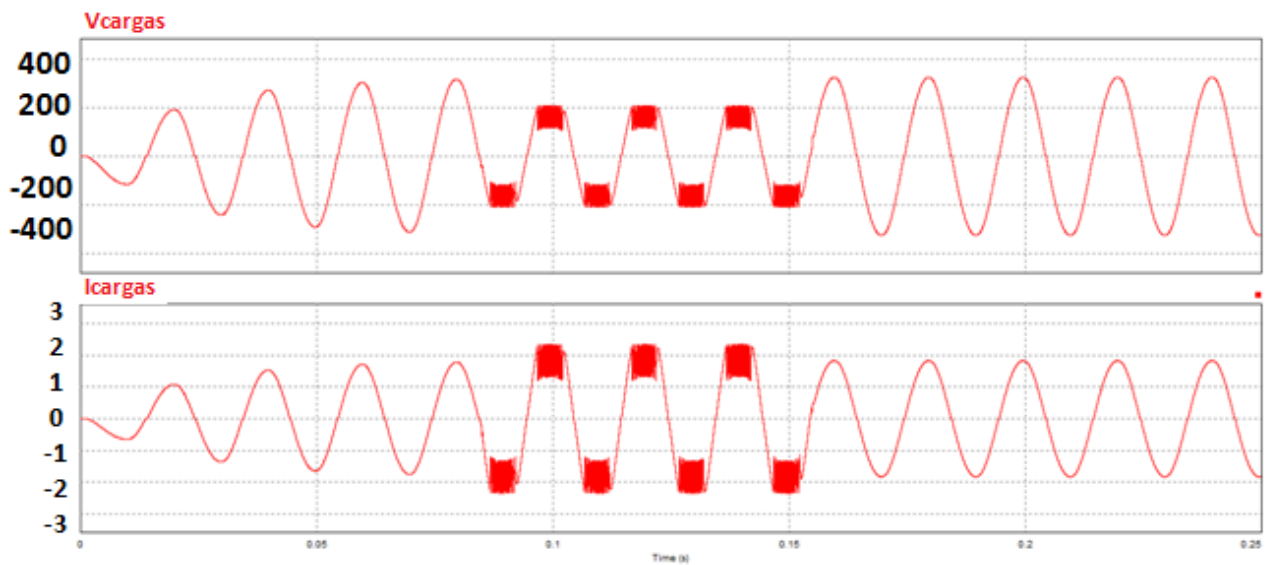


Figura 6.7: Tensión y corriente con un escalón en la carga, superando la potencia nominal

Sistema trabajando con carga RL

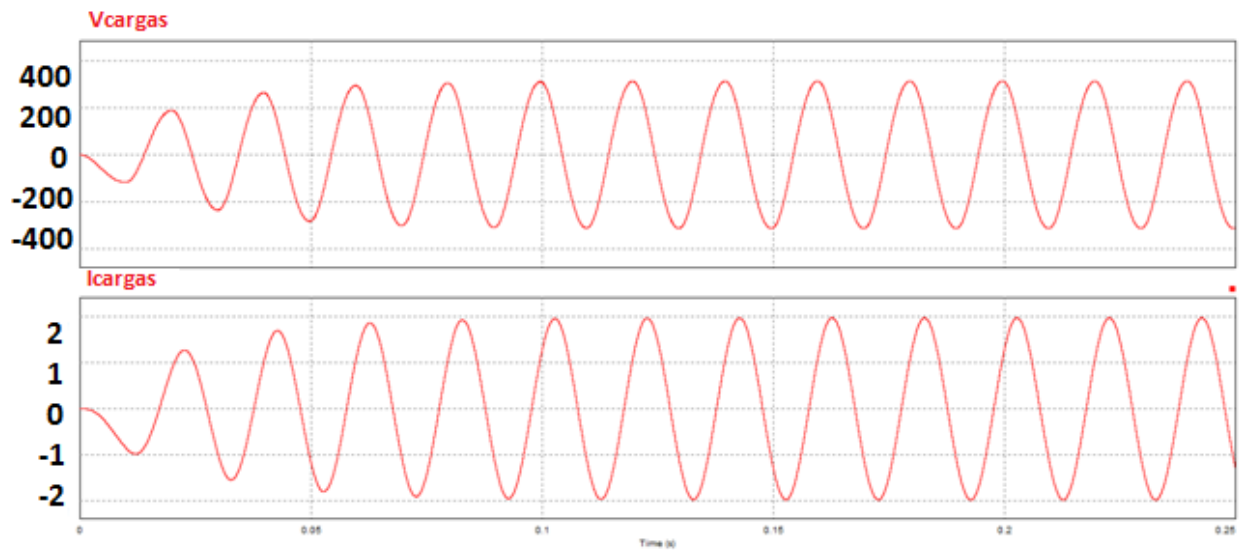


Figura 6.8: Tensión y corriente de salida con una carga RL

De los últimos ensayos realizados se concluye un correcto funcionamiento del sistema ante variaciones en la carga, tolerando también cargas RL.

Se ha comprobado que el diseño de inversor monofásico realizado tiene el funcionamiento deseado. El siguiente y último paso será realizar el montaje del modelo físico real.

7. CONSTRUCCIÓN DEL INVERSOR

Se llevará a cabo el montaje correspondiente a la generación de las señales de disparo de los semiconductores, que comprende los apartados de generación de señales, control de la amplitud, modulación PWM unipolar e implementación del tiempo muerto.

A continuación se explicarán las distintas partes del montaje realizado:

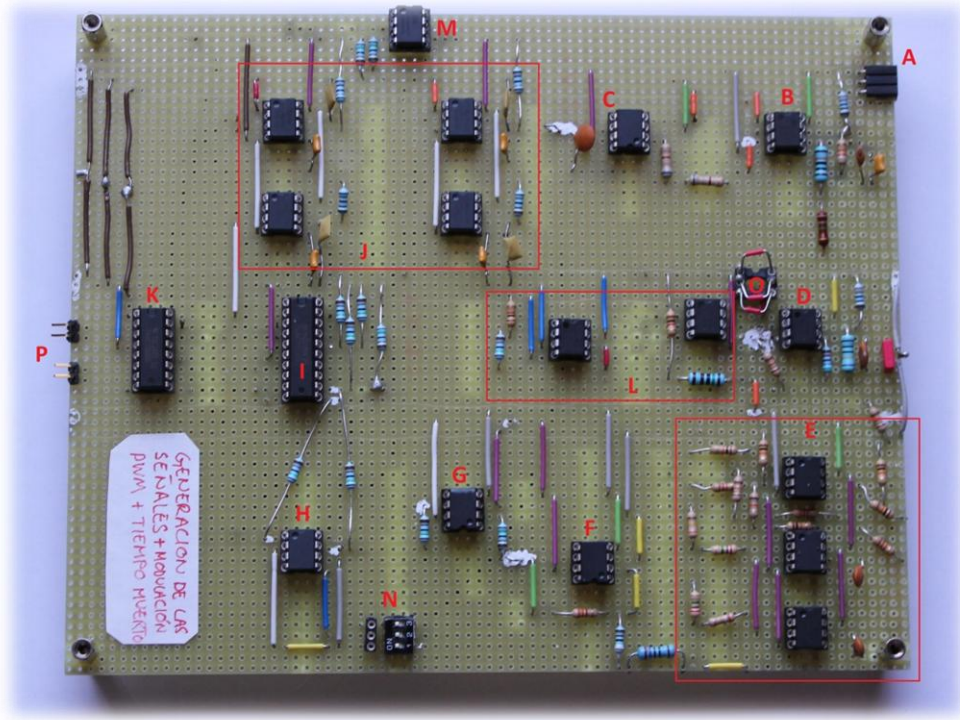


Figura 7.1: Placa principal del montaje

- A: Alimentación de $\pm 10V$.
- B: 555 para la generación de la onda cuadrada a 25kHz.
- C: Circuito integrador para la obtención de la triangular.
- D: 555 para la generación de la cuadrada a 50Hz.
- E: Circuito para la generación de la senoidal.
- F: Acondicionamiento de la amplitud de la senoidal.
- G: Inversión de señal para obtener la segunda modulante.
- H: Comparador de la portadora y las modulantes.
- I: CI de puertas lógicas NOT.
- J: 555-s para la implementación del tiempo muerto.
- K: CI de puertas lógicas AND.
- L: Conversión de la alimentación de $\pm 10V$ a $\pm 15V$, para generar la senoidal.
- M: Conversión de la alimentación de $\pm 10V$ a ± 5 , para las puertas lógicas.
- N: Habilitación de entrada de señales modulantes y portadora externas.
- O: Alimentación correspondiente a la tensión de amplitud de modulante.
- P: Señales de disparo para conectar a los *drivers*.

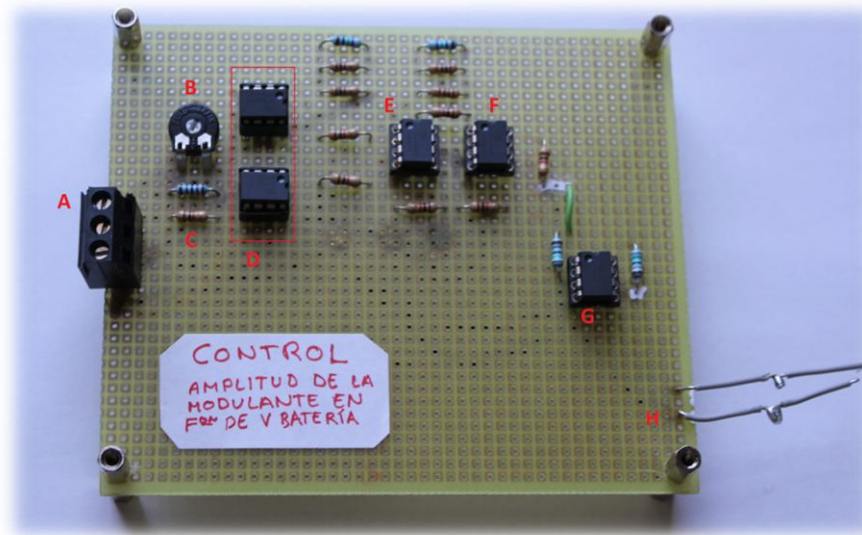


Figura 7.2: Placa correspondiente el montaje del control

- A: Alimentación de $\pm 10V$.
- B: Potenciómetro para la simulación de la variación de la tensión de la batería.
- C: Divisor de tensión para la obtención de los 5.4V.
- D: Seguidores de tensión para las tensiones de los apartados anteriores.
- E: Primer restador para saber cuánto se debe restar a los 10V de alimentación.
- F: Segundo restador para obtener la amplitud de la modulante (V_{con}).
- G: Inversión de la tensión obtenida.
- H: Salida de $\pm V_{con}$ para alimentar la placa principal.

De la conexión de ambas placas se tendrá en montaje completo mostrado en la figura 8.3.

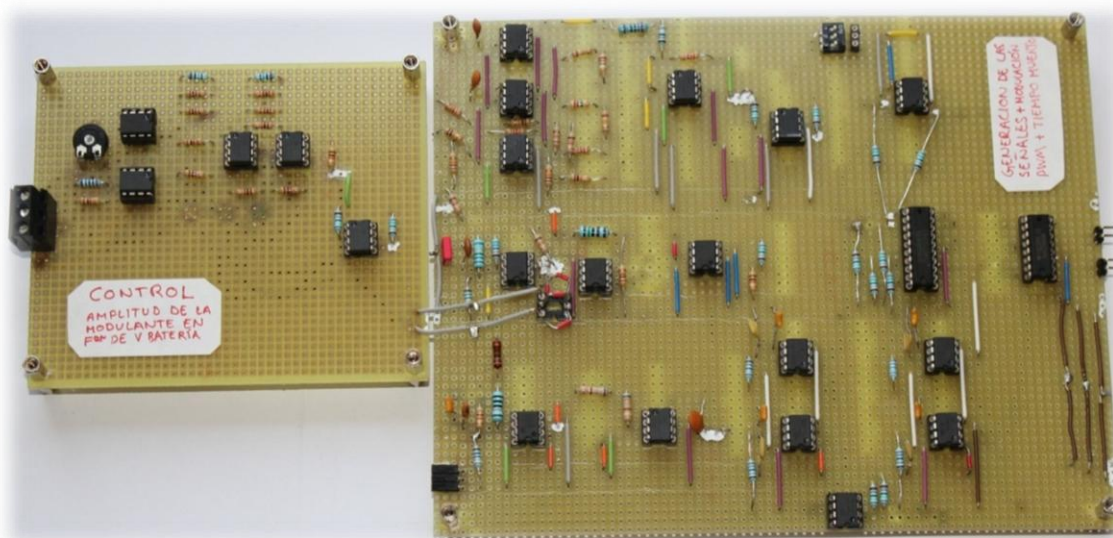


Figura 7.3: Montaje completo

8. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

Como consecuencia del trabajo realizado hasta este momento, se tiene el diseño completo de las distintas partes que formarán el inversor monofásico, incluyendo el control de la tensión y la protección frente a sobrecorrientes. También se ha construido la parte correspondiente al control, a la generación de señales, a la modulación y a la implementación del tiempo muerto.

Queda pendiente, por lo tanto, el montaje del puente inversor, filtro, protección frente a sobrecorrientes y del transformador. Habrá que juntar esta parte con el montaje realizado utilizando los drivers. De esta manera se conseguirá tener el inversor monofásico completo.

Como el inversor está planteado para formar parte de un sistema fotovoltaico aislado, se tendrá que disponer de un banco de baterías de 48V y de paneles fotovoltaicos para la obtención de energía. Se deberá diseñar, de la misma manera que se ha hecho con el inversor, un convertidor DC/DC que realice el seguimiento del punto de máxima potencia y una fuente de alimentación que acondicione la tensión de la batería para alimentar los otros dos componentes electrónicos.

De esta manera, se conseguirá completar el sistema fotovoltaico aislado para el cual se ha planteado el diseño del inversor.

9. REFERENCIAS

- [1] <http://lema.rae.es/drae/>
- [2] <http://www.appa.es/index.php>
- [3] <http://www.idae.es/>
- [4] Bianca Martinez Cerro, "Instalación solar fotovoltaica aislada", Universitat Politècnica de Catalunya, Enero 2011.
- [5] Pablo Sanchis Gúrpide, "*Sistemas eólicos y fotovoltaicos. Bloque A: Sistemas fotovoltaicos*", Universidad Pública de Navarra, 2013.
- [6] Leandro E. Boyano Bannucchi, "*Diseño, construcción y validación experimental de un inversor monofásico con control digital conectado a red para paneles fotovoltaicos*", Universidad Carlos III de Madrid, Julio 2009.
- [7] José Marcos Alonso Álvarez, "*Inversores resonantes de alta frecuencia*", Universidad de Oviedo, 25 de Marzo de 1998.
- [8] Daniel Estrella Álvaro, "*Diseño de un Inversor Monofásico Autónomo de Baja Frecuencia Ajustable mediante Bus DC*", Universidad Carlos III de Madrid, 10 de Junio de 2009.
- [9] "IGBT vs. MOSFET: Which Device to Select?", Renesas Electronics America Inc, 2012.
- [10] Juan Díaz González, "*Lección de oposición: Inversores PWM*", Universidad de Oviedo, Mayo de 1999.
- [11] <http://www2.elo.utfsm.cl/~elo108/bibliografia/Filtros.pdf>
- [12] Marco Di Lella, Riccardo Ramin, "*SEMITOP: The low and medium power module for high integrated applications*", SEMITOP Technical Information, Enero 2008.
- [13] César Leonardo Trujillo Rodriguez, David Velasco de la Fuente, Emilio Figueres Amorós, Gabriel Garcerá Sanfeú y Javier Guacaneme Moreno, "*Diseño, modelado e implemetación de inversor conectado a la red eléctrica a partir de fuentes renovables*", 27 de Febrero de 2012.
- [14] Nicolas Quiroz Hdz, "*Amplificación de señales con transistor de pequeña señal*", Benemérita Universidad Autónoma de Puebla.
- [15] "Artículo: *El mito del condensador de 100nF*", Revista Española de Electrónica, 8 de Abril de 2013.
- [16] Javier Marcos, Luis Marroyo, "*Convertidores electrónicos de potencia: capítulo 3.- Semiconductores de Potencia*", Universidad Pública de Navarra.

- [17] F. D. Trujillo, A. Pozo, A. Triviño, *“Electrónica de potencia. Disipación de calor”*, Universidad de Málaga, 2011
- [18] *“Desarrollo y Construcción de Prototipos Electrónicos. Tema 1.5.1.-Disipación de temperatura en semiconductores: Radiadores de calor”*, I.E.S. Viregen de las Nieves-Departamento de Electrónica.
- [19] Jesús Martínez Vilarribias, *“Diseño e implementación de un circuito para generar señales con frecuencia y forma de onda ajustable para modular la temperatura de operación de sensores de gases micromecanizados”*, Universitat Rovira I Virgili, Julio 2007.
- [20] <http://www.uv.es/marinjl/electro/555.htm#monoestable>

ANEXO 1: ESQUEMA COMPLETO DEL SISTEMA

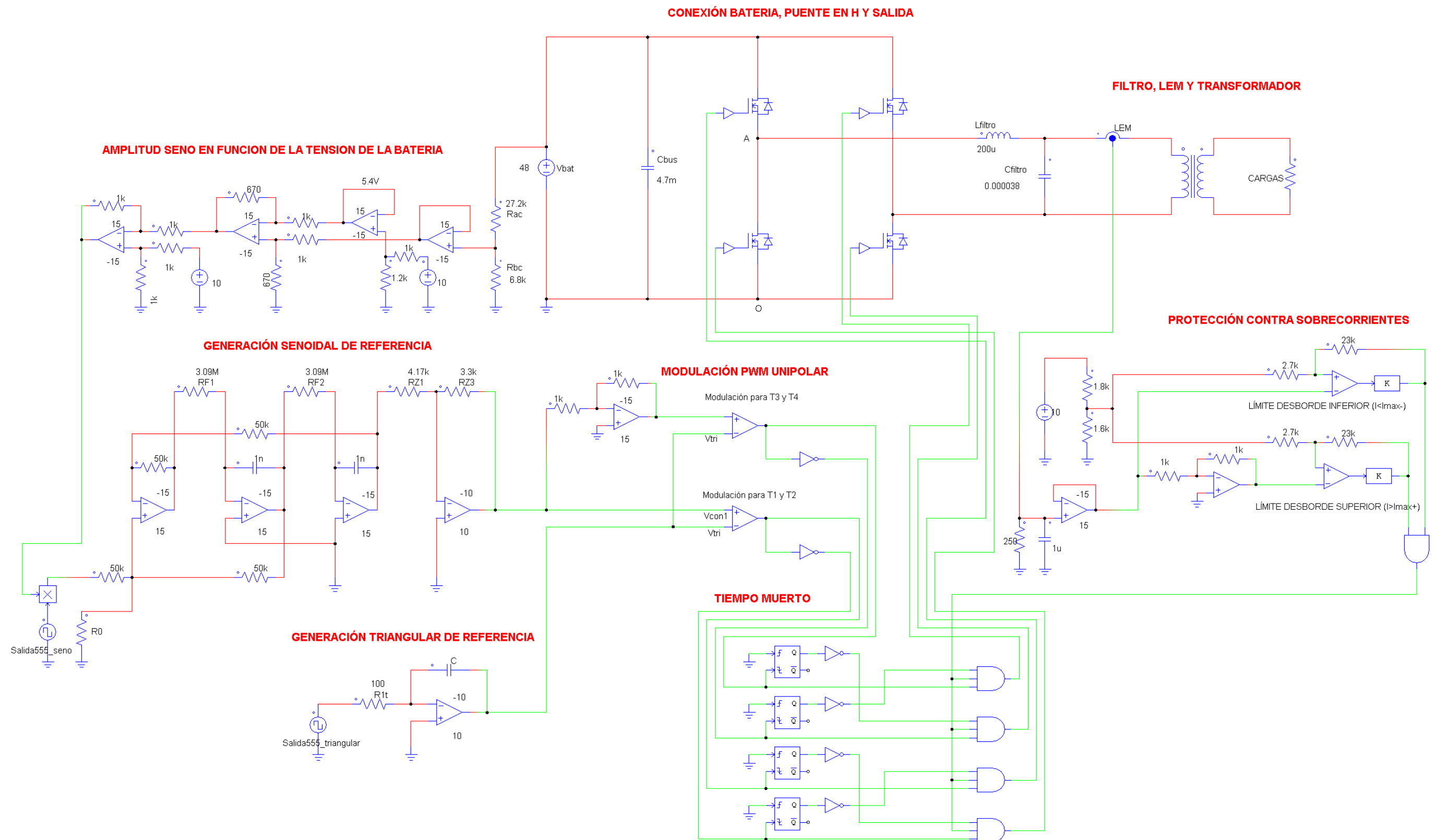


Figura A1: Circuito completo del inversor monofásico diseñado

ANEXO 2: ESTIMACIÓN DE LOS COSTES DEL SISTEMA

En este anexo se estimará un presupuesto aproximado para la ejecución del prototipo planteado. Es posible que los precios no se ajusten con precisión a la realidad, ya que pueden variar en función de las cantidades y los distintos fabricantes. El propósito de este anexo es dar una idea orientativa del coste del inversor.

	Cantidad	Precio unidad (€)	Precio total (€)
Transformador	1	75,6	75,6
SEMITOP2	1	78,17	78,17
Pasta térmica	1	5	5
Disipador de calor	1	8	8
Sensor “Hall” de corriente	1	29.54	29.54
Inductancia 200mH	1	4,5	4,5
Condensadores	20	0,4	8
CI 555	6	0,5	3
CI NOT	1	2	2
CI AND 3	1	2	2
CI AND 2	1	1,7	1,7
Amplificador operacional	20	7,5	150
Comparador	1	2,5	2,5
Driver	2	2.9	4.8
Resistencias baja potencia	100	0,1	10
TOTAL			384.81

Figura A2: Tabla de presupuestos

Teniendo en cuenta que habría que sumar los costes del cableado y de la estructura de soporte, se estima que el coste del sistema rondará los 400€ aproximadamente.

ANEXO 3: CÓDIGO DE “MATLAB” PARA EL CÁLCULO DE LAS PÉRDIDAS DE LOS SEMICONDUCTORES DEL PUENTE COMPLETO

```

home
clear all
close all

%% Introducción de los datos
Potencia=300; %potencia en W del sistema
Ve_pt=24;      %valor eficaz de la tensión en el primario
Ip=18.3;       %amplitud de la corriente maxima
f_conm=25000; %frecuencia de conmutación

t_paso_simulacion=10^-5/3;      % paso de simulación
total_simulacion=0.1;          % tiempo de simulacion

%% Vectores de tiempo y número de datosw
paso_tr=(1/f_conm)/t_paso_simulacion; % periodo de la triangular
tiempot=0:t_paso_simulacion:total_simulacion; % se crea el vector tiempo
tiempo=tiempot'; % se traspone el vector tiempo

Num_datos=total_simulacion/t_paso_simulacion+1;
% número de datos que se van a tener (+1 para tener en cuenta el dato N°0)

%% Se crea la triangular de referencia
a_t_r=1; %amplitud triangular referencia
t_r=zeros(Num_datos,1);

t_r(1)=0;
a=2;
b=2;

while b<=Num_datos-1
    while a<=4
        t_r(b)=t_r(b-1)+4*a_t_r/paso_tr;
        a=a+1;
        b=b+1;
    end
    while a<=10
        t_r(b)=t_r(b-1)-4*a_t_r/paso_tr;
        a=a+1;
        b=b+1;
    end
    while a<=12
        t_r(b)=t_r(b-1)+4*a_t_r/paso_tr;
        a=a+1;
        b=b+1;
    end
    a=1;
end
clear a;
clear b;

%% Se crea el seno de referencia
a_s_r=0.75; %amplitud seno de referencia
s_r=zeros(Num_datos,1);

```

```
for i=1:Num_datos
    s_r(i)=a_s_r*sin(2*pi*50*tiempo(i));
end

%% Se comparan las referencias de la triangular y del seno
comparacion=zeros(Num_datos,1);
for i=1:Num_datos
    if s_r(i)>t_r(i)
        comparacion(i)=1;
    else
        comparacion(i)=0;
    end
end

plot(tiempo,t_r,'DisplayName','t_r');hold all;
plot(tiempo,s_r,'DisplayName','s_r');hold off;

%% Se calcula la forma de corriente por el mosfet+diodo
Iinterruptor=zeros(Num_datos,1);
for i=1:Num_datos
    Iinterruptor(i)=Ip*sin(2*pi*50*tiempo(i))*comparacion(i);
end

figure
plot (tiempo,Iinterruptor)

%% CÁLCULO PÉRDIDAS

% Datos necesarios
Vbat=48; % Tension de la bateria, que tendran que aguantar los semiconductores
Rmosfet=0.0135; % Resistencia del mosfet en conduccion a 125°C
tmos_on=140*10^-9; % tiempo de encendido mosfet
tmos_off=150*10^-9; % tiempo de apagado mosfet
Crss_mos=1.3*10^-9; % capacidad de miller
Coss_mos=1.5*10^-9; % capacidad de salida
Vdio_umbral=0.9; % tension umbral del diodo
tdio_off=70*10^-9; % tiempo de apagado del diodo
Idio_rrm=24; % corriente de recuperacion
Qdio_rr=0.9*10^-6; % carga almacenada por el diodo al apagarse
rt_diodo=0; % resistencia del diodo

% Separacion corriente por mosfet y por diodo en un periodo de seno
% Se calculará la duración/tamaño de un periodo
w=0;
q=0;
for i=2:Num_datos
    if Iinterruptor(i)<0
        q=1;
    end
    if Iinterruptor(i)>0
        if q==1
            w=w+1;
            q=0;
        end
    end
end

N_d_periodo=ceil(Num_datos/w);
clear w q
```



```

I_1conm=zeros(N_d_periodo,1); % Corriente por mosfet+diodo en un periodo
for i=1:N_d_periodo
    I_1conm(i)=Iinterruptor(i);
end

% Se separan las corrientes que circularán por el mosfet y por el diodo
I_1m=zeros(N_d_periodo,1);
% Las del mosfet serán las positivas y las del diodo, las negativas
I_1d=zeros(N_d_periodo,1);

for i=1:N_d_periodo
    if I_1conm(i)>0
        I_1m(i)=I_1conm(i);
        I_1d(i)=0;
    elseif I_1conm(i)<0
        I_1m(i)=0;
        I_1d(i)=-I_1conm(i);
    elseif I_1conm(i)==0
        I_1m(i)=0;
        I_1d(i)=0;
    end
end

figure
plot(I_1d,'DisplayName','I_1d');hold all;
plot(I_1m,'DisplayName','I_1m');hold off;

%% Pérdidas mosfet

% Pérdidas mosfet en la conducción
Pmos_cond=zeros(N_d_periodo,1);
for i=1:N_d_periodo
    Pmos_cond(i)=(I_1m(i))^2*Rmosfet;
end

Pmosfet_conduccion=(sum(Pmos_cond))*t_paso_simulacion*50;
% Multiplicando cada dato por el paso de simulación se integra la potencia
% Como tenemos 50 Hz se repite 50 veces por cada s
disp('Pérdidas del mosfet en la conducción [W]:'),disp(Pmosfet_conduccion)

% Pérdidas mosfet en la conmutación
Pmos_conm_e=zeros(N_d_periodo,1);
Pmos_conm_a=zeros(N_d_periodo,1);

subidas=zeros(N_d_periodo,1);
bajadas=zeros(N_d_periodo,1);

for i=2:6001
    if I_1m(i-1)==0
        if I_1m(i)>0
            subidas(i)=1;
        end
    else
        if I_1m(i)==0
            bajadas(i)=1;
        end
    end
end
end

```

```
Cds=Coss_mos-Crss_mos;

for i=1:N_d_periodo
    Pmos_conm_e(i)=(0.5*Vbat*I_1m(i)*50*tmos_on+2/3*Cds*Vbat*Vbat^2)*subidas(i);
end
for i=2:N_d_periodo
    Pmos_conm_a(i)=(0.5*Vbat*I_1m(i-1)*50*tmos_off+4/3*Cds*Vbat*Vbat^2)*bajadas(i);
end

Pmosfet_conmutacion=(sum(Pmos_conm_e)+sum(Pmos_conm_a));
disp('Pérdidas del mosfet en la conmutación(encendido+apagado) [W:]',disp(Pmosfet_conmutacion)

%% Pérdidas diodo

% Pérdidas diodo en la conducción
Pdio_cond=zeros(N_d_periodo,1);
for i=1:N_d_periodo
    Pdio_cond(i)=I_1d(i)*Vdio_umbral+rt_diodo*I_1d(i)^2;
end

Pdiodo_conduccion=(sum(Pdio_cond))*t_paso_simulacion*50;
disp('Pérdidas del diodo en la conducción [W:]',disp(Pdiodo_conduccion)

% Pérdidas diodo en la conmutación
diodo_off=zeros(N_d_periodo,1); % veces que se apaga el diodo

for i=2:N_d_periodo
    if I_1d(i-1)>0
        if I_1d(i)==0
            diodo_off(i)=1;
        end
    end
end
num_conm_dio=sum(diodo_off);

Pdiodo_conmutacion=0.25*Qdio_rr*50*(num_conm_dio*50);
% K=0.25, I=50
%(I de las condiciones de la tabla de características para que Q=0'9)
% y el termino entre parentesis es las veces que conmuta en un seg

disp('Pérdidas del diodo en la conmutación [W:]',disp(Pdiodo_conmutacion)

%% Pérdidas totales
Ptot1=Pmosfet_conmutacion+Pmosfet_conduccion+Pdiodo_conduccion+Pdiodo_conmutacion;
Ptotales=Ptot1*4;

disp('Pérdidas totales teniendo en cuenta que tenemos 4 células de conmutación [W:]',
disp(Ptotales)
```